



Modélisation et réalisation d'un système de récupération d'énergie imprimé : caractérisation hyperfréquence des matériaux papiers utilisés

Ines Kharrat

► To cite this version:

Ines Kharrat. Modélisation et réalisation d'un système de récupération d'énergie imprimé : caractérisation hyperfréquence des matériaux papiers utilisés. Optique / photonique. Université de Grenoble, 2014. Français. NNT : 2014GRENT106 . tel-01314122

HAL Id: tel-01314122

<https://theses.hal.science/tel-01314122>

Submitted on 10 May 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et radiofréquence**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Ines KHARRAT

Thèse dirigée par **Pascal XAVIER** et
codirigée par **Tan-Phu VUONG**

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**
dans l'**École Doctorale EEATS**

Modélisation et réalisation d'un système de récupération d'énergie imprimé Caractérisation hyperfréquence des matériaux papiers utilisés.

Thèse soutenue publiquement le « **15 Septembre 2014** »,
devant le jury composé de :

Monsieur Philippe BENECH

Professeur Grenoble INP, Président

Monsieur Jean-Daniel LAN SUN LUK

Professeur à Université de la Réunion, Rapporteur

Monsieur Laurent CIRIO

Professeur à Université Paris-Est Marne la Vallée, Rapporteur

Monsieur Anthony GHIOTTO

Maître de conférences à Université Bordeaux 1, Examinateur

Monsieur Guy EYMIN TOURTOLLET PETOT

Ingénieur au centre Technique du Papier, Membre

Monsieur Taoufik AGUILI

Professeur à ENIT, Membre



A mes parents,

A ma nièce Farah,

Au petit, sans qui ce manuscrit

aurait été fini deux mois avant

Remerciements

Ces travaux de thèse ont été réalisés au laboratoire IMEP-LAHC, Site Grenoble et rattaché à l'Institut Polytechnique de Grenoble. Je tiens à remercier Jean-Emmanuel Broquin directeur du laboratoire pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je tiens à remercier mes rapporteurs, Messieurs Laurent Cirio et Jean-Daniel Lun Sun Luk, pour avoir accepté de faire partie du jury et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux de thèse. Mes remerciements vont également au président de ce jury, Monsieur Philippe Benech, Professeur de l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Ces travaux ont fait partie du projet PEPS qui a été financé par l'ANR et qui compte quatre partenaires. Je remercie l'ANR pour avoir financé ces travaux ainsi que chacun des partenaires : Anastasia Delattre et Guy Eymen Petot Tourtollet du CTP, Max Braha-Lonchant de Lucquet et Duranton, Abdel, Aline Rougier et Guy Campet de l'ICMCB et la société Pylote.

Je remercie chaleureusement mes directeurs de thèse Tan-Phu VUONG et Pascal XAVIER pour leurs disponibilités, leurs soutiens, leurs conseils et surtout pour la confiance qu'ils m'avaient accordée. Je les remercie aussi pour les moments conviviaux (Pascal pour les croissants qui ramenaient pour mon anniversaire et Tan pour les gâteaux et riz vietnamiens qui me faisaient goûter).

Je tiens à remercier mes amis et collègues de l'IMEP-LAHC qui ont rendu chaque jour agréable pour travailler :

Le Bureau A440 (François et Alejandro, Florent) pour les batailles d'élastique et de boules CST. Alejandro pour son support technique sur CST et office.

Mon nouveau collègue de bureau, Vitor, pour sa patience et son calme face à la folie de l'écrivain.

Frédérique pour m'avoir soutenu (et surtout embêté) pendant toute ma troisième année.

Tous mes collègues, Fabrice, Fatima, Dahbia, Ekta, Mirna, Pierre, Aline, Ramin, Hamza, Ziad, Vipin, Victoria, Habeb, Alexandra, Leila, Van.

Un grand merci pour Antoine et Nicolas, responsables de plateformes, pour leurs disponibilités et patiences.

Enfin, mes derniers mots de reconnaissance vont à mes parents.

Sommaire

Introduction Générale.....	2
I. Matériaux & électronique imprimée: Etat de l'art	5
I.1. Introduction.....	6
I.2. Développement du marché & Champ d'applications	6
I.2.1. Marché de l'électronique imprimée.....	6
I.2.2. Champ d'applications	7
I.2.2.1 Ecrans	8
I.2.2.2 Le photovoltaïque organique.....	10
I.2.2.3 Les étiquettes RFID	11
I.2.2.4 Les batteries.....	13
I.2.2.5 Objets communicants intelligents	14
I.3. Substrats diélectriques : Identification & procédés de fabrication	15
I.3.1. Identification.....	17
I.3.1.1 Les plastiques	17
I.3.1.1.1 Propriétés diélectriques	17
I.3.1.2 Le papier.....	18
I.3.1.2.1 Procédés de fabrication.....	18
I.3.1.2.2 Propriétés diélectriques	19
I.4. Propriétés des matériaux conducteurs.....	20
I.5. Description des technologies de dépôt d'encre.....	20
I.5.1. Flexographie	21
I.5.2. Sérigraphie.....	21
I.6. Conclusion	22
I.7. Références Bibliographiques	23
II. Récupération d'énergie : Historique & Etat de l'art	26
II.1. Introduction	27
II.2. Historique	27
II.3. Spectre électromagnétique	29
II.3.1. Norme de téléphonie mobile	30
II.3.2. Bluetooth	31

II.3.3.	Wi-Fi.....	32
II.3.4.	Discussion	32
II.4.	Rectenna : Définition et Principe	33
II.4.1.	Définition.....	33
II.4.2.	Schéma de principe.....	33
II.4.3.	Critère de mérite	34
II.4.4.	Topologies de circuit de conversion RF-DC	35
II.4.4.1	Topologie série.....	36
II.4.4.2	Topologie parallèle	36
II.4.4.3	Topologie en doubleur de tension.....	37
II.4.4.4	Topologie multi-diodes	38
II.4.4.5	Réseau de rectennas	39
II.5.	Antennes planaires	41
II.5.1.	Zone de rayonnement	42
II.5.2.	Diagramme de rayonnement.....	43
II.5.3.	Gain et directivité	44
II.5.4.	Antennes pour rectennas.....	44
II.6.	Conclusion.....	48
II.7.	Références Bibliographiques.....	49
III.	Caractérisation des matériaux et composants.....	52
III.1.	Introduction	53
III.2.	Caractérisation des matériaux diélectriques	53
III.2.1.	Méthodes envisageables.....	53
III.2.2.	Méthode de la ligne de transmission.....	54
III.2.2.1	Principe	54
III.2.2.2	Mise en œuvre	56
III.2.2.3	Procédure d'optimisation.....	59
III.2.2.4	Calcul d'incertitude de mesure	60
III.2.2.5	Résultats de caractérisation	61
III.2.3.	Méthode de la cavité résonante	62
III.2.3.1	Principe	62
III.2.3.2	Méthode d'extraction des caractéristiques du substrat	63
III.2.3.3	Calcul d'incertitude de mesure	63

III.2.4.	Tableau des caractéristiques.....	64
III.2.5.	Critères de choix	65
III.2.6.	Conclusion	65
III.2.7.	Influence de l'humidité sur le substrat papier	65
III.3.	Caractérisation des matériaux conducteurs	66
III.3.1.	Epaisseur de l'encre déposée	66
III.3.2.	Mesure de rugosité	67
III.3.3.	Mesure de la conductivité	68
III.4.	Caractérisation de la diode	70
III.4.1.	La détection quadratique	70
III.4.2.	Eléments critiques pour la diode Schottky.....	70
III.4.3.	Choix de la diode Schottky	71
III.4.3.1	Influence du potentiel de jonction (V_j).....	72
III.4.3.2	Influence de la résistance série	72
III.4.3.3	Influence de la capacité de jonction	73
III.4.3.4	Choix de la diode commerciale	74
III.4.4.	Mesure des paramètres S en faibles et fortes puissances	75
III.5.	Caractérisation des afficheurs électrochrome	76
III.5.1.	Afficheur Electrochrome et fonctionnement.....	76
III.5.2.	Extraction des caractéristiques électrochimiques de l'afficheur.....	77
III.5.3.	Caractérisation haute fréquence des afficheurs.....	79
III.5.4.	Modèle électrique proposé	81
III.5.5.	Optimisation de l'afficheur	82
III.5.6.	Caractérisation basse fréquence	83
III.6.	Conclusion.....	84
III.7.	Références Bibliographiques.....	86
IV.	Conception de circuit de conversion RF-DC à 2.45 GHz	88
IV.1.	Introduction	89
IV.2.	Logiciels de simulation	89
IV.2.1.	Advanced Design System	90
IV.2.2.	Computer System Technology.....	90
IV.3.	Circuit mono diode.....	91
IV.3.1.	Conception du filtre HF	91

IV.3.2.	Filtre DC	94
IV.3.3.	Procédure d'optimisation de la tension de sortie	94
IV.3.3.1	Impédance de l'afficheur	95
IV.3.3.2	Paramètre critique L1	95
IV.3.3.3	Optimisation du bloc adaptation d'impédance	97
IV.3.4.	Résultats de simulation	98
IV.3.4.1	Co-simulation sous ADS	98
IV.3.4.2	Co-simulation CST	101
IV.3.5.	Réalisation et mesure	102
IV.3.5.1	Circuit sur Rogers	102
IV.3.5.2	Circuit sur papier SP3	104
IV.3.6.	Conclusion	105
IV.4.	Circuit double diode	106
IV.4.1.	Principe de fonctionnement du circuit double diodes	107
IV.4.1.1	Suppression du filtre DC	107
IV.4.1.2	Adaptation d'impédance	108
IV.4.2.	Résultats de simulation	109
IV.4.3.	Circuit sur Rogers	109
IV.4.3.1	Comparaison des diodes	110
IV.4.3.2	Mesure	111
IV.4.4.	Substrat à faibles pertes	113
IV.4.5.	Réalisation sur substrat C4	115
IV.5.	Conclusion	117
IV.6.	Références	119
V.	Antennes & Démonstrateurs	120
V.1.	Introduction	121
V.2.	Bilan de puissance	123
V.2.1.	Puissance consommée par l'afficheur	123
V.2.2.	Puissance à la sortie d'un Smartphone	123
V.3.	Application 1	126
V.3.1.	Objectif	126
V.3.2.	Antennes	126
V.3.2.1	Antenne patch sur papier cannelé	126

V.3.2.1.1	Conception	126
V.3.2.1.2	Réalisation et mesure	129
V.3.2.1	Antenne double monopôles	131
V.3.2.1.1	Conception	131
V.3.2.1.2	Réalisation et mesure	135
V.3.3.	Test rectenna 1	136
V.3.4.	Dispositif final	138
V.4.	Application 2 « Rectenna 3D »	140
V.4.1.	Objectif	140
V.4.2.	Antenne.....	140
V.4.2.1	Antenne plate	140
V.4.2.2	Impact de la courbure des antennes	142
V.4.3.	Test rectenna 2.....	144
V.4.4.	Dispositif final	146
V.5.	Conclusion.....	146
V.6.	Références Bibliographiques.....	148
VI.	Conclusion Générale & Perspectives	150
	Annexe A : Propriétés des substrats utilisés.....	154

Liste de figures et tableaux

Figure I. 1. Répartition des investissements dans le secteur de l'électronique imprimée en 2008 et à l'horizon 2018 [I.2]	7
Figure I.2. Evolution des différentes applications de l'électronique imprimée [I.4]	8
Figure I. 3. Evolution de l'électronique imprimée par domaine d'application [I.2]	8
Figure I. 4. a) Matrice active sur substrat plastique composée d'une centaine de transistors organiques, b) e-paper développé par Plastic-Logic [I.8]	9
Figure I. 5. Performances des écrans développés par Plastic Logic [I.12]	10
Figure I. 6. Production de cellules photovoltaïques flexibles et organiques avec les procédés roll-to-roll [I.16]	11
Figure I. 7. Batterie Imprimée a) Enfucell b) ENAS [I.39]	13
Figure I. 8. a) Scanner de lumière flexible à partir d'une matrice de photodiodes, (b)« Peau artificielle » à base de capteurs de pression et température, (c) feuille de braille électronique	14
Figure I. 9. Photographie du papier filtrant [I.43]	15
Tableau I. 1. Permittivité complexe de différents matériaux plastiques à 2.45 GHz	17
Figure I. 10. Processus de fabrication des feuilles de papier [I.45]	19
Figure I. 11. Description du procédé flexographie [I.51]	21
Figure I. 12. Description du procédé sérigraphique [I.51]	22
Figure II. 1. Nicolas Tesla et son expérience au laboratoire de Colorado Springs [II.1]	27
Figure II.2. Hélicoptère alimenté uniquement par micro-ondes en vol à 18 m au-dessus d'une antenne d'émission [II.1]	29
Figure II. 3. Puissance maximale de la norme GSM 900 [II.5]	30
Tableau II. 1. Classe de puissances des émetteurs Bluetooth	31
Tableau II. 2. Puissance disponible pour différentes technologies	32
Figure II. 4. Schéma classique d'une rectenna	34
Figure II. 5. Tension de sortie et rendement de conversion en fonction de la résistance de sortie pour deux puissances différentes en entrée	35
Figure II. 6. Topologie de la rectenna mono diode série	36
Figure II. 7. Photographie de la rectenna [II.13] a) vue de face b) vue de derrière	36
Figure II. 8. Topologie de la rectenna mono diode en parallèle	37
Figure II. 9. Layout de la rectenna [II.16]	37
Figure II. 10. Topologie de la rectenna en doubleur de tension	38
Figure II. 11. Rectenna gagnante du concours WEH d'IMS 2012	38
Figure II. 12. Layout de la rectenna en topologie a) pont de diode, b) double diode [II.18] ...	39

Liste de figures et tableaux

Figure II. 13. a) Structure du circuit de conversion proposé b) photographie du circuit [II.19]	39
Figure II. 14. Différentes topologies de connexion a)série, b) parallèle et c) cascade [II.20]	40
Figure II. 15. Topologies a) série, b) parallèle d'interconnexion entre rectennas [II.22]	40
Figure II. 16. Schéma du convertisseur RF-DC double fréquences [II.23]	41
Tableau II. 3. Tableau comparatif des performances des différentes topologies de convertisseurs RF-DC	41
Figure II. 17. Evolution de la densité de puissance en fonction de la distance	42
Figure II. 18. Diagramme de rayonnement d'une antenne monopôle en a) 3D, b) dans le plan E	43
Figure II. 19. Diagramme de rayonnement d'une antenne Patch en a) 3D, b) dans le plan E	43
Figure II. 20. Vue de face et de profil de l'antenne [II.27]	45
Figure II. 21. a) Antenne à fente et circuit d'adaptation associé présentés dans [II.28], b) photographie des antennes plate et courbée fabriquées, c) diagrammes de rayonnement des antennes plate et courbée	45
Figure II. 22. a) Photographie de l'antenne dipôle réalisée dans [II.29], b) L'antenne gagnante du concours IMS 2012	46
Figure II. 24. a) Diagrammes de rayonnement avant ajout des fentes, b) après ajout des fentes	47
Figure II. 25. Layout du réseau d'antennes a) face avant, b) face arrière [II.31]	47
Figure II. 26. a) Structure de l'antenne Pifa et du convertisseur intégré dedans [II.32], b) Photographie de la rectenna	48
Tableau III. 1. Comparaison entre les différentes méthodes de caractérisation des matériaux diélectriques	54
Figure III. 1. Monture Wiltron	57
Figure III. 2. Modèle général de l'effet des erreurs systématiques	57
Figure III. 3. Etalons de la TRL en pratique	58
Figure III. 4. Organigramme de la procédure d'optimisation	59
Figure III. 5. Comparaison des résultats de simulation et de mesure du paramètre S_{21}	59
Tableau III. 2. Résultats de caractérisation des substrats papier avec la méthode de la ligne de transmission	61
Figure III. 6. Reproductibilité de la mesure avec la méthode Ligne de transmission	62
Figure III. 7. a) Photo d'une cavité résonante cylindrique à 2.47GHz b) Coefficient de transmission de la cavité à vide et avec le substrat glissé à l'intérieur	63

Liste de figures et tableaux

Tableau III. 3. Résultats de caractérisation des substrats papier avec la méthode de la cavité résonante et comparaison avec la méthode des lignes de transmission	64
Tableau III. 4. Permittivité d'un papier cartonné ($h = 0.35$ mm) en fonction de l'humidité	66
Figure III. 8. a) image au microscope du papier SP2, (b) profil 2D réalisé sur Topo3D, (c) courbe retraçant la profondeur de chaque point du profil	67
Figure III. 9. (a) image au microscope du papier SP3, (b) mesure de l'épaisseur sur une coupe horizontale	68
Figure III. 10. Méthode de Van der Pauw	68
Figure III. 11. a) Dispositif de mesure de la résistivité et b) interface du logiciel de calcul associé	69
Tableau III. 5. Résultats de mesure de la conductivité sur le substrat SP3	69
Figure III. 12. Circuit équivalent de la diode Schottky en hautes fréquences.....	71
Figure III. 13. Influence du potentiel de jonction (V_j) sur la tension de sortie de la rectenna	72
Figure III. 14. Variation de la tension de sortie en fonction de la résistance série R_s	73
Figure III. 15. Variation de la tension de sortie en fonction de la capacité de jonction C_{j0}	74
Tableau III. 6. Comparaison des caractéristiques de diodes Schottky commerciales	74
Figure III. 16. Dispositif de mesure	75
Figure III. 17. Comparaison de la mesure et de la simulation du coefficient de transmission de la diode SMS7630 montée en série	76
Figure III. 18. Structure d'un afficheur électrochrome	77
Figure III. 19. Appareil de mesure « Potentiostat »	77
Figure III. 20. Courbe de Voltampérométrie cyclique	78
Figure III. 21. Exemple de courbe du courant consommé par un afficheur obtenu entre -0.3 V/10s et $+0.3$ V/10s.....	78
Tableau III. 7. Description et photographies des 4 afficheurs étudiés	79
Figure III. 22. Impédance-mètre utilisé pour la caractérisation des afficheurs.....	79
Figure III. 23. Partie réelle de l'impédance de l'afficheur (3)	80
Figure III. 24. Partie imaginaire de l'impédance de l'afficheur (3)	81
Figure III. 25. Schéma du circuit électrique équivalent	81
Figure III. 26. Principe de fonctionnement de l'afficheur 4.....	82
Figure III. 27. Impédance réelle de l'afficheur (4) de 40Hz à 100KHz	82
Figure III. 28. Impédance imaginaire de l'afficheur (4) de 40Hz à 100KHz.....	83
Figure III. 29. Banc de mesure pour caractériser l'afficheur en temporel.....	83
Figure III. 30. Photographie de l'allure des tensions à l'entrée et à la sortie de l'afficheur	84

Liste de figures et tableaux

Figure III. 31. Modèle électrique équivalent de l'afficheur	84
Figure IV. 1. Layout du convertisseur classique proposé	91
Figure IV. 2. Schéma équivalent d'un filtre à base de stubs	92
Figure IV. 3. Circuit électrique du filtre HF simulé sous ADS.....	93
Figure IV. 4. Réponse simulée du filtre HF sur RO Ultralam 2000	94
Figure IV. 5. Influence simulée de la charge RL sur le rendement.....	95
Figure IV. 6. Niveau de tension avant et après la ligne L1 a) à 2.45 GHz et b) à 7.35 GHz ...	96
Figure IV. 7. Influence simulée de la ligne de longueur L1 sur la tension de sortie.....	96
Figure IV. 8. Procédure d'optimisation du bloc DC de la rectenna	97
Figure IV. 9. Principe d'adaptation entre blocs HF et DC	97
Figure IV. 10. Circuit d'adaptation reliant le filtre HF à la diode.....	98
Figure IV. 11. Simulation de circuit de conversion RF-DC sous ADS	99
Figure IV. 12. Tension de sortie simulée du circuit redresseur en fonction de la puissance d'entrée.....	100
Figure IV. 13. S_{11} simulé en LSSP sous ADS pour différents niveaux de puissance	100
Figure IV. 14. a) Schéma électrique et b) 3D du circuit de conversion RF-DC mono-diode sous CST	101
Figure IV. 15. Niveau de tension en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissance d'entrée (P_{RF} à 2.45 GHz).....	102
Figure IV. 16. Circuit de conversion RF-DC réalisé sur Ro. Ultralam 2000 a) vue de face, b) Plan de masse	103
Figure IV. 17. Banc de mesure du circuit de conversion RF-DC à 2.45Ghz sur Ro Ultralam 2000	103
Figure IV.18. Niveaux de coloration de l'afficheur a) afficheur décoloré, b) coloration à 0.4 V et c) coloration à 0.7 V	104
Figure IV. 19. Circuit de conversion RF-DC imprimé sur papier SP3	104
Figure IV. 20. Coefficient de réflexion à l'entrée du circuit de conversion RF-DC mesuré et simulé	105
Figure IV.21. Résultats de mesure « coloration d'un afficheur »	105
Figure IV. 22. Simulation des pertes d'insertion sous CST	106
Figure IV. 23. Layout du circuit de conversion RF-DC double diodes	107
Figure IV. 24. Impédance imaginaire simulée de la capacité réelle et idéale en fonction de la fréquence	107
Figure IV. 25. Impédance réelle et imaginaire à l'entrée du filtre côté DC	108
Figure IV. 26. Tension de sortie en fonction de la fréquence	109

Liste de figures et tableaux

Figure IV. 27. Photographies des circuits réalisés sur Rogers a) diode HSMS 2855 utilisée, b) plan de masse du circuit, c) diode SMS 7630, d) circuit avec SMS 7630 miniaturisé	110
Figure IV. 28. Comparaison du rendement simulé du convertisseur pour deux diodes HSMS 2855 et SMS 7630	110
Figure IV. 29. Banc de mesure du convertisseur RF-DC.....	111
Figure IV. 30. Comparaison entre la mesure et la simulation (diode SMS 7630) de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée	112
Figure IV. 31. Schéma du circuit simulé sur SPICE	112
Figure IV.32. Simulation Spice du comportement du circuit à forts signaux a) courants qui traversent les diodes, b) Tension de sortie	113
Figure IV. 33. Structure d'une ligne de transmission sur a) micro-ruban suspendu b) carton ondulé.....	113
Figure IV. 34. Photographie du papier carton ondulé	114
Tableau IV. 1. Comparaison de différents papiers cartons ondulés	115
Figure IV. 35. Comparaison entre le modèle établi et les mesures des tangentes des pertes des différents papiers cartons ondulés	115
Figure IV. 36. Photographie du convertisseur sur papier C4	115
Figure IV. 37. Adaptation simulée et mesurée à l'entrée du circuit pour différents niveaux de puissance	116
Figure IV. 38. Variation simulée sous CST de la tension de sortie en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissance	117
Figure IV. 39. Comparaison entre mesure et simulation (CST) du circuit sur C4.....	117
Figure V. 1. Principe de fonctionnement du transfert d'énergie	121
Tableau V. 1. Description des applications visées par le projet PEPS.....	122
Figure V. 2. Description du banc de mesure pour la mesure de la puissance émise d'un Smartphone.....	123
Figure V. 3. Mesure de la puissance crête moyenne d'un canal en fonction de l'inclinaison du Smartphone.....	124
Figure V. 4. Allure des signaux : a) en temporel avec un débit de 1100 Kb/s b) en temporel avec un débit de 10 Mb/s, c) en fréquentiel pour un débit de 1100 Kb/s et d) en fréquentiel avec un débit de 10 Mb/s.....	125
Figure V. 5. Niveau de puissance mesurée par l'analyseur de spectre	125
Figure V. 6. Bilan approché de puissance	126
Figure V. 7. Antenne patch sur papier cannelé conçue sous CST a) dans le sens opposé de l'air, b) dans le sens de l'air, c) maillage du substrat	128

Liste de figures et tableaux

Figure V. 8. Coefficient de réflexion de l'antenne patch en fonction du sens des cannelures sous CST	129
Figure V. 9. Diagramme de rayonnement de l'antenne patch en fonction de la cannelure simulé sous CST.....	129
Tableau V. 2. Niveau des harmoniques supérieures pour l'antenne patch	130
Figure V. 10. a) Antenne patch imprimée par flexographie, b) coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne	130
Figure V. 11. Comparaison du gain simulé sous CST et mesuré.....	130
Figure V. 12. Antenne double monopôle repliée a) vue de face, b) vue de dessous.....	131
Figure V. 13. Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne monopôle double simulé sous CST.....	132
Figure V. 14. Coefficient de réflexion simulé de l'antenne double monopôle.....	132
Figure V. 15. Antenne monopôle avec fente.....	133
Figure V. 16. Lignes de courants a) sans la fente à 4.9 GHz, b) avec la fente à 4.9 GHz, c) avec la fente à 2.45 GHz	134
Tableau V. 3. Niveau des harmoniques supérieures simulé sous CST	134
Figure V. 17. Coefficient de réflexion des antennes monopôle avec et sans fente simulées sous CST.....	135
Figure V. 18. Photographie de l'antenne réalisée sur papier, b) Mesure et simulation de l'antenne monopôle avec fente.....	135
Figure V. 19. Comparaison entre le gain simulé de l'antenne double monopôle sur C4 et la mesure	136
Figure V. 20. Photographie de la rectenna imprimée sur papier carton C4 avec de l'encre argent.....	136
Figure V. 21. Banc de mesure pour la rectenna	137
Figure V. 22. Comparaison entre la tension de sortie mesurée aux bornes de la rectenna et du convertisseur RF-DC.....	137
Figure V. 23. a) Photographie du processus de mesure, b) afficheur coloré, c) afficheur éteint	138
Figure V. 24. Produit de l'application Bouteille de parfum	139
Figure V. 25. Photographie de l'étiquette "sécurité micro-onde"	139
Figure V. 26. Structure de l'antenne simulée sous CST	140
Figure V. 27. Coefficient de réflexion mesuré et simulé sous CST.....	141
Figure V. 28. Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne monopole simulée sous CST ...	141
Figure V. 29. Comparaison entre le gain simulé et mesuré de l'antenne monopôle.....	142

Liste de figures et tableaux

Figure V. 30. Antenne courbée a) autour de l'axe z, b) autour de l'axe y	142
Figure V. 31. Paramètres S11 simulés sous CST de l'antenne plates et des antennes courbées suivant l'axe Z et Y	143
Figure V. 32. Simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne plate et courbée	143
Figure V. 33. Photographie de la méthode de mesure de la tension à la sortie de la rectenna	144
Figure V. 34. Tension DC mesurée	145
Figure V. 35. Procédure de mesure de la rectenna 3D	145
Figure V. 36. Photographie du produit final	146
Tableau V. 4. Comparaison par rapport à l'état de l'art	147
Figure VI. 1. Réseau de deux rectennas associé en parallèle	153

Introduction Générale

Introduction

Les objets communicants se répandent partout dans notre vie quotidienne. De plus en plus de gadgets et d'éléments portatifs apparaissent, avec toujours plus de contraintes sur leurs dimensions, leurs formes et leurs usages. La fonction alimentation électrique est, par conséquent, de plus en plus difficile à satisfaire et il devient crucial d'améliorer l'autonomie d'énergie de ces objets.

Par ailleurs, la production et le transport de l'énergie est un sujet d'actualité aux enjeux multiples (économique, environnemental et politique). En effet, 70% de l'électricité est produite par combustion à partir des ressources fossiles (pétrole, charbon...). Deux questions se posent : la répercussion de ces combustions sur l'environnement (pollution, réchauffement de la planète...) et le stock limité de ces ressources non renouvelables. Une solution semble d'avenir pour produire l'électricité : l'exploitation des sources d'énergie renouvelables, c'est-à-dire l'exploitation d'énergie déjà existante dans notre environnement. Les formes les plus répandues et abondantes sont les énergies qui ont pour origine le soleil, le vent, les masses d'eau (barrages et océans) mais aussi – pour des quantités d'énergie moins importantes – la récupération d'énergie vibratoire sous forme mécanique, acoustique ou électromagnétique.

A cette échelle, le photovoltaïque, qui permet de convertir la lumière en électricité, est une source propre, abondante mais elle dépend de la zone géographique car elle est conditionnée par la présence du soleil. La récupération d'énergie par effet thermoélectrique, quant à elle, présente des rendements faibles. Elle peut être utilisée dans certains domaines tels que le médical qui exploite la différence entre la température de l'air ambiant et celle du corps humain pour générer typiquement quelques micros Watts. La récupération d'énergie micromécanique s'appuie quant à elle sur les structures MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) et notamment sur la piézoélectricité (propriété de certains matériaux de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique). La puissance typique récupérée est de l'ordre de quelques micros Watts également.

La transmission d'énergie radiofréquence sans fil peut apporter sa contribution face à cette problématique et peut offrir de nouvelles applications et perspectives. En effet, cette énergie radiofréquence a envahi depuis quelques années notre environnement avec la multiplication des applications sans fil (GSM, Wi-Fi, WIMAX, FM, TV...). Le niveau de puissance varie d'une application à une autre mais cette énergie est disponible et permanente. Cette énergie peut être exploitée pour alimenter des microsystèmes ou remplacer les batteries. Pour ce faire, cette énergie doit être récupérée et transformée en puissance continue. Ces systèmes nécessitent une antenne de réception des ondes reliée à un système de conversion de l'énergie radiofréquence en puissance continue.

Outre la récupération d'énergie, les restrictions sur la taille et la forme des objets implique un besoin réel pour des circuits électroniques 3D réalisés par des procédés et des matériaux appropriés pour intégrer n'importe quelle forme d'objet. L'électronique imprimée, qui consiste à utiliser des encres conductrices fonctionnelles et des supports souples, parfois cellulotiques, pour réaliser des composants et/ou fonctions électroniques autrement que par

des voies traditionnelles du « silicium » se positionne aujourd'hui comme une évolution technologique incontournable pour les années à venir.

Bien que l'utilisation de l'électronique silicium se soit démocratisée il y a, malgré tout, des marchés qui ne peuvent pas être atteints compte tenu du coût des technologies silicium. En exploitant des procédés d'impression utilisés traditionnellement par les imprimeurs de l'industrie papetière, il est possible d'atteindre avec cette technologie de l'électronique imprimée ces marchés bas coût avec, de plus, une réduction notable de l'impact environnemental du fait de la recyclabilité quasi totale des matériaux biosourcés utilisés dans ces procédés. D'autre part, cette nouvelle technologie pourra conférer à des produits courants de nouvelles fonctionnalités, afin de les rendre interactifs ou intelligents.

Le projet dans lequel s'intègre cette thèse aborde ces défis sociétaux. Le projet s'intitule «PEPS » pour « Printed Electronics on Paper for future Secured packaging ». Il se focalise sur la faisabilité de composants et de circuits imprimés sur support cellulosique classique avec des méthodes d'impression roll-to-roll industrielles. L'application principale dans ce travail est la récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation d'afficheurs électrochromes dans le but de la lutte contre la fraude. Une campagne de lutte antifraude a été lancée fin Avril 2009 par le Ministère du Budget, des comptes publics et de la fonction publique, le comité Colbert qui regroupe 70 marques prestigieuses et les douanes qui font de cette lutte une de leurs missions prioritaires. Avec une perte estimée à 6 milliards d'euros pour l'économie nationale¹, les enjeux sont d'envergure. Les pertes dépassent largement la dégradation de l'image de marque des sociétés ou les pertes d'emploi, notamment à cause des risques pour la santé d'utiliser des produits de contrefaçon. Une contrefaçon n'est jamais soumise aux tests légaux de conformité et peut gravement mettre en danger son utilisateur : jouets inflammables, médicaments et produits d'hygiène sur ou sous dosés, téléphones portables ne respectant pas les normes de sécurité... Les composés utilisés dans les articles contrefaits posent également des problèmes de recyclage, lié à la non prise en compte du cycle de vie des produits à la phase de conception.

De nombreuses technologies ont été envisagées, du simple code à barres à l'ADN en passant par les encres fluorescentes, les billets magnétisables ou encore le marquage laser. Aucun de ces dispositifs n'est plus aujourd'hui satisfaisant. Des solutions de contrefaçon ont été trouvées pour les dispositifs les plus simples. Quant aux dispositifs les plus sophistiqués comme la RFID (entre 5 et 15 centimes d'euros) ou l'ADN, ils sont la plupart du temps considérés trop onéreux par rapport aux prix des produits à protéger et nécessitent surtout des lecteurs spéciaux de détection : lecteur RFID par exemple. Le dispositif envisagé dans le cadre de ce projet sera difficilement copiable, simple à utiliser et avec un coût de revient estimé à quelques centimes d'euros. En associant deux technologies en plein développement chacune, à savoir la récupération d'énergie radiofréquence et l'électrochromisme, notre objectif est de réaliser un dispositif anti-fraude efficace et bas coût.

¹ Direction générale des douanes et droits indirects, Bureau de l'information B4, communication

L'objectif de ce travail de thèse est donc de réaliser des circuits de récupération d'énergie ou encore rectennas imprimés sur substrat cellulosique et/ou flexible à 2.45 GHz pour activer des afficheurs électrochromes.

Dans le premier chapitre, nous nous intéresserons à l'électronique imprimée. Nous dresserons un état de l'art des applications et des domaines qui ont été touchés par cette technologie naissante. Ensuite, nous nous intéresserons aux substrats envisageables et à l'encre conductrice et aux points bloquants pour l'avancée de cette technologie et nous décrirons les techniques d'impression que nous utiliserons dans ce projet.

Le deuxième chapitre concerne la récupération d'énergie. Un bref historique sera décrit, puis une étude du standard de fréquences le plus judicieux en termes de puissance moyenne et de stabilité temporelle du signal sera menée. Nous présenterons alors le schéma de principe d'une rectenna. La rectenna comporte un circuit de conversion RF-DC et une antenne, par conséquent la deuxième partie de ce chapitre sera consacrée au rappel des caractéristiques d'une antenne et à la description des différentes antennes utilisées pour la récupération d'énergie. Un état de l'art des récents travaux sera enfin établi.

Le troisième chapitre sera consacré à la caractérisation des matériaux et composants. Nous détaillerons la méthode choisie pour caractériser le substrat papier et l'encre conductrice déposée. D'autre part, la diode étant le composant qui permet la conversion RF-DC dans la rectenna, son choix, son modèle et sa caractérisation seront étudiés et mesurés. La troisième partie de ce chapitre sera dédiée à l'étude de l'afficheur électrochrome. Nous montrerons que l'impédance de la charge de sortie de la rectenna est critique pour le rendement de la rectenna. Nous définirons par conséquent le cahier de charge d'un afficheur qui permet une tension de sortie maximale.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons la conception du circuit de conversion RF-DC. Plusieurs facteurs devront être pris en compte : les caractéristiques du papier, le choix de la diode et les caractéristiques de l'afficheur. De plus, la diode qui permet la conversion RF-DC, étant un composant non linéaire, sa prise en compte dans les simulations devra être basée sur des analyses dans les domaines fréquentiels et temporels simultanément afin de prendre en compte l'aspect propagation, réflexion, couplage d'un côté et harmoniques supérieures d'un autre côté, ainsi que la variation d'impédance de la diode avec la puissance. Les circuits seront conçus et réalisés sur substrats Rogers classiques puis validés sur support papier. L'objectif sera d'obtenir une structure compacte et miniaturisée afin d'améliorer le rendement en terme de tension de sortie.

Enfin le dernier chapitre comportera un bilan de puissance pour identifier la quantité d'énergie nécessaire pour que l'afficheur électrochrome commute et d'autre part la puissance récupérée par une source Wi-Fi afin d'établir le cahier des charges des antennes de réception. Ensuite trois types de rectennas complètes seront conçues et testées, chacune pour une application différente dans la cadre du projets PEPS.

Enfin, nous conclurons en mettant en lumière les points forts de ce travail en regard des travaux les plus récents et en dressant quelques perspectives.

Chapitre I

Matériaux & électronique imprimée: Etat de l'art

I.1. Introduction

L'électronique organique et imprimée est une technologie basée sur la combinaison de nouveaux matériaux et de processus de production massive présentant des investissements moins conséquents qu'en micro-électronique et qui ouvrent le champ pour des applications innovantes : écrans flexibles, cellules solaires flexibles ou batteries imprimées, emballages intelligents. C'est notamment sur ce dernier champ d'application que se positionne notre travail.

Elle consiste en l'utilisation d'encre conductrices, de polymères conducteurs ou semi-conducteurs et de supports de faibles épaisseurs et par conséquent conformables.

L'attractivité de l'électronique imprimée est forte car elle peut offrir de nombreux avantages. On peut en citer quelques-uns : légèreté, flexibilité et respect de l'environnement. Elle permet également la production de composants électroniques à partir de procédés d'impression utilisés traditionnellement par les imprimeurs de l'industrie papetière.

Dans ce chapitre, on passera en revue les principaux travaux réalisés en électronique imprimée ainsi que les applications visées. Nous étudierons les substrats dédiés à l'électronique imprimée. Et nous décrirons enfin les technologies d'impression.

I.2. Développement du marché & Champ d'applications

I.2.1. Marché de l'électronique imprimée

Le monde de l'électronique imprimée est actuellement en pleine évolution. Les applications nouvelles envisagées font de ce domaine un champ de recherche très attractif.

L'électronique imprimée offre, comme nous venons de l'énoncer, deux avantages majeurs par rapport à l'électronique « classique » réalisées à partir du silicium :

- elle permet de concevoir des dispositifs sur substrats souples et offre ainsi une large gamme de nouvelles applications en termes de flexibilité des supports et des surfaces.
- elle exploite des techniques ou procédés de fabrication avec des coûts largement plus faibles que dans le domaine du silicium. A titre de comparaison, une usine dédiée à la technologie silicium 65 nm se chiffre à plusieurs milliards de dollars alors que le coût d'une usine d'électronique imprimée peut être estimé entre 100 et 200 millions de dollars (97 millions d'euros pour l'unité de production de Plastic Logic à Dresde) [I.1]. Bien que les performances entre une puce silicium et un transistor organique restent incomparables, le rapport coût/performance rend l'électronique imprimée très attractive.

Les tendances actuelles qui visent à intégrer des composants électroniques dans des objets afin de les rendre « intelligents » et le fait que cela puisse se faire à moindre coût sont des facteurs qui conduisent à un développement sans précédent de l'électronique imprimée : des composants organiques (diodes, transistors, écrans...), des étiquettes RF passives ou actives font notamment partie de ces nouveaux composants émergents. Le cabinet IDTechEx [I.2] dénombre 1 500 acteurs dans ce domaine dont la moitié appartient à la recherche académique. Entre l'année 2000 et l'année 2010, plus de 5 500 papiers traitant ainsi du développement des

OLED (Organique Light-Emitting Diode), des étiquettes RFID (Radio Frequency Identification) et des OTFT (Organic Thin Film Transistor) ont été publiés et environ 3 000 brevets ont été déposés, ce qui démontre également l'intérêt du secteur industriel pour ce sujet. Chacune de ces applications sera détaillée dans la suite de ce chapitre.

L'industrialisation de l'électronique imprimée a d'abord été menée en Europe. Les premières usines sont apparues en Allemagne et en Autriche. Toutefois, le secteur industriel ne suit plus le développement remarquable effectué actuellement par les universitaires et chercheurs européens en comparaison avec l'activité d'autres pays tels que les États-Unis [I.1].

La figure I.1 décrit les prévisions pour la répartition des investissements dans le domaine de l'électronique imprimée selon IDTechEx. En Asie, le nombre d'investissements sur ce secteur est moins important qu'en Europe et aux États-Unis. Par contre, en termes de dépenses, l'Asie arrive en tête en 2008 avec 56% des investissements mondiaux, ce qui est relativement cohérent vu que la majeure partie des écrans OLED sont fabriqués en Asie, même si beaucoup des produits qui les intègrent sont ensuite vendus en Amérique du nord et en Europe. Selon l'association de l'électronique organique « OE-A », le marché de l'électronique organique imprimée, passera de 2.2 milliards de dollars en 2011 à 44.2 milliards de dollars en 2017 et il est susceptible de dépasser 300 milliards de dollars en 2027 [I.3].

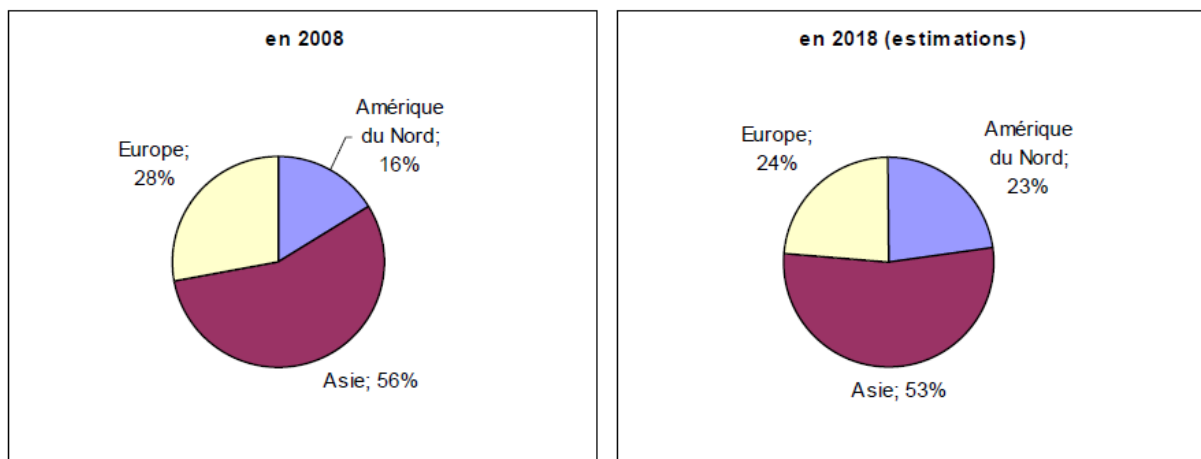


Figure I. 1. Répartition des investissements dans le secteur de l'électronique imprimée en 2008 et à l'horizon 2018 [I.2]

I.2.2. Champ d'applications

L'électronique organique imprimée s'applique à la réalisation d'une grande variété de dispositifs, que l'on peut classer en 2 catégories : les composants passifs et les composants actifs. Les composants actifs sont ceux qui remplissent des fonctions de basculement, redressement, mémoire, détection, émission de lumière, ... Quelques exemples de composants passifs sont les antennes, résistances, capacités, inductances,... L'électronique plastique ouvre de nombreuses perspectives d'applications qui réunit les deux catégories : écrans flexibles, étiquettes intelligentes RFID, objets communicants intelligents avec capteurs, mémoires et source d'énergie (cellule photovoltaïque organique, batterie flexible ultraplates, ...). La figure I.2 décrit les différentes technologies issues de l'électronique imprimée, leurs domaines d'applications ainsi que leurs évolutions dans le temps. Par exemple, dans le cas des écrans flexibles, le domaine d'applications a débuté avec les applications d'étiquettes de prix. Les

applications visées à moyen et long terme restent centrées sur les afficheurs numériques mais avec une amélioration de la résolution, la réalisation de posters et de papiers peints numériques ainsi que des écrans TV flexibles. La figure I.3 décrit l'évolution prévisionnelle en pourcentage des applications entre l'année 2008 et l'année 2020 selon IDTtechEx. A titre d'exemple, les batteries flexibles occupaient 6% de l'ensemble du domaine de l'électronique imprimée en 2008 et ce chiffre devrait évoluer à 15% en 2020.

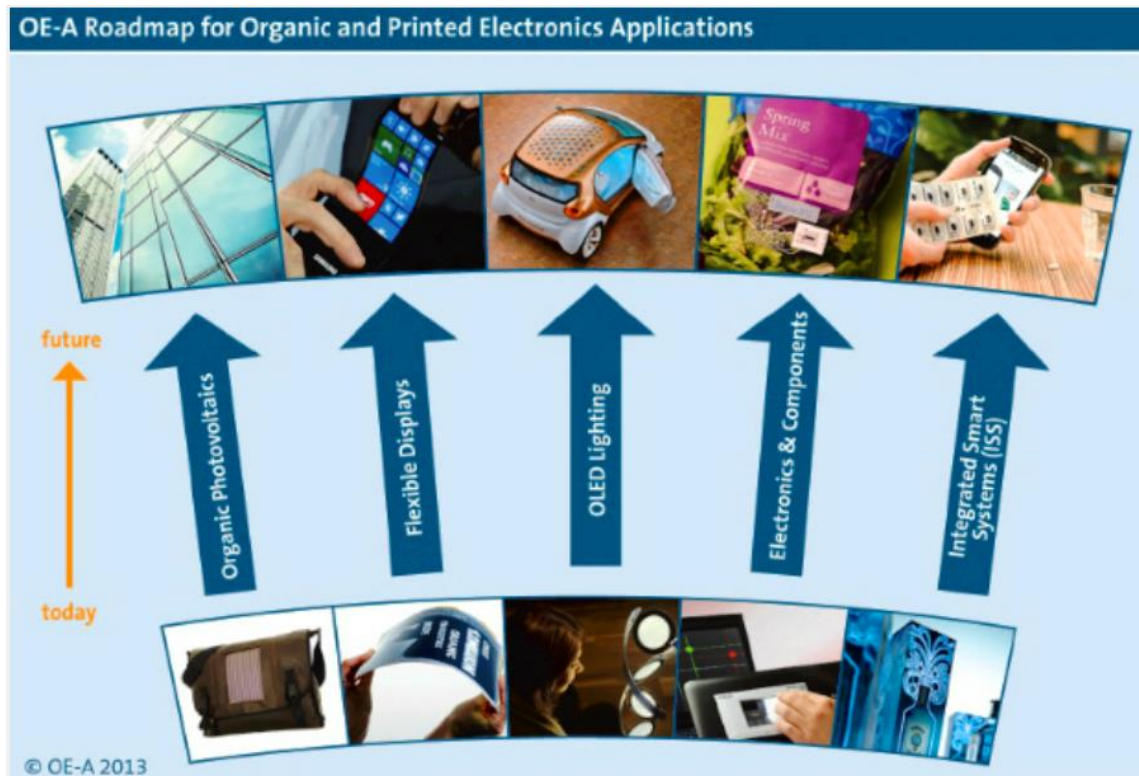


Figure I.2. Evolution des différentes applications de l'électronique imprimée [I.4]

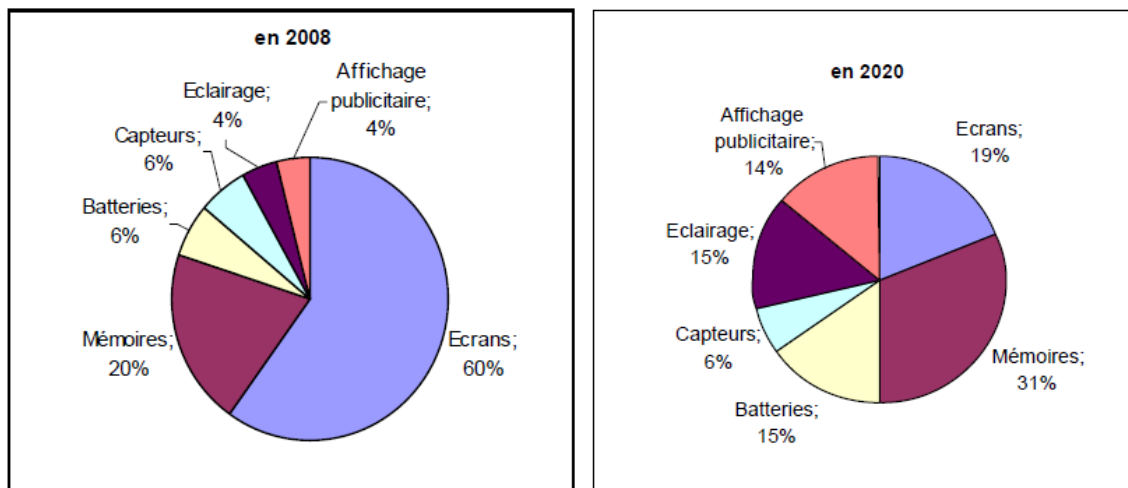


Figure I. 3. Evolution de l'électronique imprimée par domaine d'application [I.2]

I.2.2.1 Ecrans

Les avantages majeurs de l'électronique imprimée résident dans la possibilité de fabriquer des dispositifs à faible-coût, sur supports souples et sur de grandes surfaces. Un domaine où

toutes ces options se réunissent est celui des écrans imprimés. De nombreuses entreprises impliquées en électronique organique se focalisent sur la production de ces écrans. De fait, l'une des premières applications du transistor organique imprimé était la fabrication de matrices actives pour les écrans afin de réaliser un papier électronique (e-paper). Le e-paper est un système fait de deux feuilles de plastique fines et flexibles. Ces feuilles encapsulent l'encre électronique. L'encre électronique est une technique d'affichage constituée de micro-billes qui changent de place en fonction d'un champ électrique. Ces écrans peuvent garder leur état (image) sans consommation d'énergie. Un apport d'énergie est uniquement nécessaire pour changer l'image sur l'écran. La figure I.4a montre une matrice active sur support plastique composée de nombreux transistors organiques.

Des acteurs importants dans ce domaine sont les Bell Labs, intégrés dans le groupe Lucent. Ils prévoient comme application initiale la réalisation de matrices actives pour le papier électronique [I.5] en partenariat avec la société E-Ink [I.6]. Ce partenariat a abouti à la réalisation d'un écran 6 pouces, soit 256 pixels et d'une épaisseur de 1 mm [I.7]. Le papier électronique est une bonne cible comme première application des OTFTs, puisqu'elle ne nécessite pas des taux de rafraîchissement élevés, ni des vitesses de basculement rapides pour les transistors qui contrôlent les pixels.

Xerox conduit également des recherches sur les OTFTs. Xerox Research Center of Canada est focalisé principalement sur le développement de matériaux performants imprimables par jet. L'application visée est toujours la matrice active pour les écrans flexibles. La figure I.4b montre un prototype de E-paper développé par Plastic-Logic.

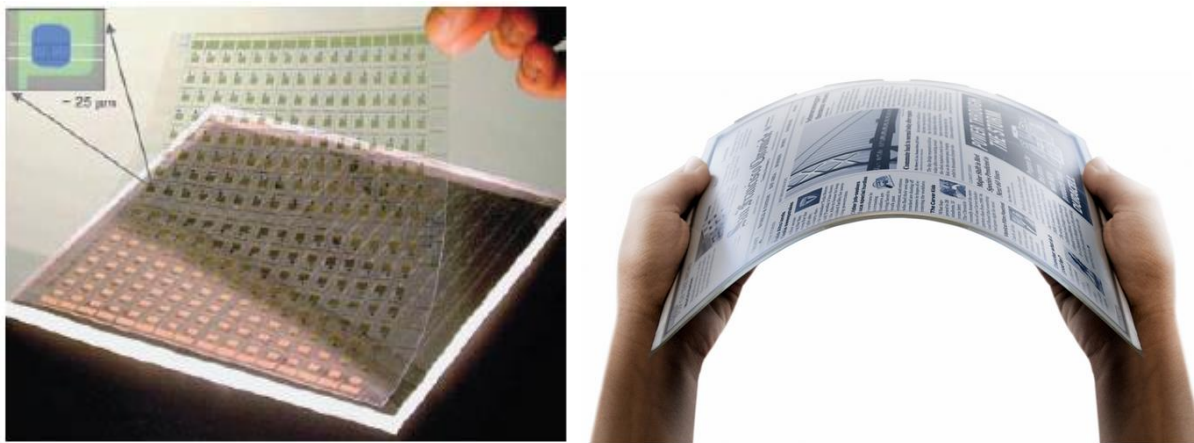


Figure I. 4. a) Matrice active sur substrat plastique composée d'une centaine de transistors organiques, b) e-paper développé par Plastic-Logic [I.8]

D'autre part, l'impression par jet est une technologie prometteuse pour la réalisation d'écrans OLED (Organic Light Emitting Diodes). Les OLED [I.9] sont des diodes électroluminescentes dont le matériau émetteur est un matériau organique qui, lorsqu'il est traversé par un courant, émet de la lumière. Les premiers travaux sur les OLED ont débuté dans les années 1950 avec Bernanose à l'Université de Nancy, en France [I.10]. En 1977 Heeger et Shirakawa [I.11] ont abouti à la démonstration de la conduction électronique dans des films de polyacétylène (polymères

conducteurs) qui, plus tard en 2000 ont reçu le prix Nobel de chimie pour " la découverte et le développement de la conductivité en organique des polymères."

Aujourd'hui, Cambridge Display Technology (CDT), Epson et Kodak développent des écrans OLED, pour les intégrer dans différents appareils portables (téléphone portable, appareil photo numérique,...) voir à terme pour les écrans d'ordinateur ou la télévision. La société Seiko Epson Corp. a réalisé un prototype d'écran couleur 40 pouces en utilisant le jet de matière pour le dépôt des matériaux organiques.

Au niveau industriel, Plastic Logic était la première usine de fabrication en électronique plastique à une échelle commerciale. Elle compte aujourd'hui trois filiales en Grande Bretagne, Allemagne et en Russie. Cette usine produit des modules d'écran pour des dispositifs électroniques portables. Les performances des derniers écrans développés par Plastic Logic sont réunies dans la figure I.5.

Technology	OTFT active matrix backplane coupled with E Ink					
Display category	‘Tiny’ [1.5" 2.6"]		‘Small’ [4.0" 4.9"]		10.7"	15.4" 2-up
Resolution	180 x 128	180 x 128	400 x 240	720 x 120	1280 x 960	1920 x 1280
Active area (mm)	30.6 x 21.8	54.0 x 38.4	88.0 x 52.8	122.4 x 20.4	217.6 x 163.2	326.4 x 217.6
Active area (diagonal)	1.5"	2.6"	4.0"	4.9"	10.7"	15.4"
Pixel density	150 ppi	85 ppi	115 ppi	150 ppi	150 ppi	150 ppi
Colour code	monochrome					
Grey levels	Four			16		
Thickness	≤ 800 μm					
Bendability	typical 50 mm radius, final configuration dependent					none

Figure I. 5. Performances des écrans développés par Plastic Logic [I.12]

I.2.2.2 Le photovoltaïque organique

Suite au développement spectaculaire des OLEDs, le photovoltaïque organique a connu à son tour une expansion vu les applications et les coûts qu'il offrait. Cette nouvelle technologie organique présente de nombreux avantages tels qu'un coût nettement réduit et des cellules flexibles avec une facilité d'intégration sur les bâtiments et des impressions sur de larges surfaces. L'effet photovoltaïque est observé depuis 30 ans dans les matériaux organiques. Les premières cellules présentaient des rendements de conversion en énergie très faibles ($<10^{-5}\%$). En 1986 l'équipe de Tang a montré que des rendements proches de 1% sont atteignables [I.13]. Depuis, le rendement n'a pas été amélioré jusqu'aux années 2000. Le développement d'une nouvelle génération de polymères semi-conducteur (copolymères) à la fin des années 2000 a permis un bond dans les rendements qui dépassa les 4% avec les travaux de J.Xue [I.14], après un nouveau record de 8.13% est obtenu par Solarmer [I.15]. Ces nouveaux systèmes n'étant pas encore parfaitement optimisés, de nouveaux records sont régulièrement atteints. Ainsi le groupe Mitsubishi Chemical Corporation a successivement atteint, à partir de 2011, les rendements de 8.5 %, 9.2 %, 10 % puis 10.7 % ce qui a constitué en Mai 2013 le record du meilleur rendement.

Au niveau des applications actuelles et proches, trois sociétés semblent s'être positionnées à l'heure actuelle à savoir :

- Heliatek, leader technologique allemand dans le domaine des films solaires organiques, a remporté le prix des matériaux « IDTechEx Printed Electronics » en 2012 à Berlin. Le matériau qui a remporté le prix a été développé grâce à une collaboration très étroite entre le département de Physique et de Chimie des services de Heliatek. Cette nouvelle, petite molécule est appelée HDR14. Elle offre une absorption élevée et large ainsi qu'une bonne stabilité thermique. HDR14 a été la clé de Heliatek pour une série de records mondiaux de rendement pour les cellules photovoltaïques organiques, 9.8% en Novembre 2011 et le plus récent étant de 12%.
- Plextronics est une société américaine qui annonce avoir réalisé une cellule de rendement énergétique de 5.4%. Elle développe des encres qui contiennent des polymères semi-conducteurs qui représentent le cœur de la cellule photovoltaïque et qui permettent l'utilisation d'un procédé de fabrication de type roll-to-roll.
- Solarmer [I.16] est une entreprise américaine qui développe les photovoltaïques organiques ciblant comme marché l'énergie portable et le photovoltaïque intégré dans les bâtiments. Le processus d'impression qu'ils utilisent est le roll-to-roll (figure I.16).

Malgré l'avancée dans ce domaine, deux verrous technologiques restent à lever afin d'obtenir de meilleures performances à savoir la stabilité ainsi que la durée de vie des cellules qui ne dépasse pas aujourd'hui les 10000 heures.

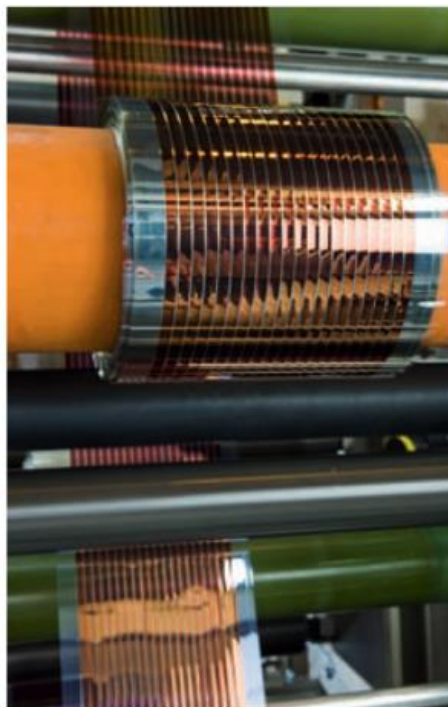


Figure I. 6. Production de cellules photovoltaïques flexibles et organiques avec les procédés roll-to-roll [I.16]

I.2.2.3 Les étiquettes RFID

La radio-identification (RFID) a vu le jour la première fois dans les années 1938 pour des applications militaires. Cette technologie a beaucoup évolué entre temps jusqu'à concurrencer le code à barres. Pour une meilleure intégration sur tous les produits, la RFID imprimée est apparue depuis une décennie. Les premiers supports qui ont été exploités sont les plastiques

[I.17-I.19] puis sont venus ensuite le papier [I.20-I.26] et le textile [I.27-I.31]. Les premières publications dans ce domaine sont apparues dans les années 2000.

Le schéma de principe d'un système RFID est basé sur :

- Un tag appelé encore transpondeur : il s'agit d'étiquette intelligente qui est encapsulée ou collée sur un produit afin de l'identifier. Il est composé d'une antenne et d'une puce. Le tag peut généralement gérer les données à l'aide d'un circuit intégré (qui est souvent appelé « puce »). Plus récemment, des tags sans puce ont été également proposés. Ils exploitent des phénomènes physiques et génèrent alors les données à partir de leurs structures physiques. Il existe trois types de tag qui dépend de la nature de son alimentation : Tag passif (la puissance émise par le lecteur sert à la fois pour alimenter le tag et pour répondre au lecteur), Tag actif (une source d'énergie embarquée sur le tag pour l'alimentation et la communication descendante) et Tag semi-passif (un mélange des deux manières).
- Un lecteur RFID qui est l'interface entre une application logicielle et les tags RFID. Son rôle est de gérer la communication avec les tags RFID et de transmettre les informations à l'application logicielle.

En 2006, Leung [I.32] a testé la robustesse des antennes RFID à 13.56 MHz imprimées sur substrats souples par rapport à la courbure de l'antenne. Les mesures montrent que la distance de lecture maximale a été réduite de manière significative lorsque les rayons de courbure des tags sont élevés. On passe de 75 mm lorsque l'antenne est plate à 32 mm avec un rayon de courbure de 20 mm. Des antennes imprimées ont été développées avec report de puce, d'autres travaux ont développé des tags RFID entièrement imprimés. L'idée dans ce cas consiste à transposer la puce d'un tag conventionnel au format électronique imprimée TFTC (Thin Film Transistor Circuit) [I.33]. En contrepartie, dans ce cas, la puce réalisée est élémentaire, car elle ne possède pas de microcontrôleur ni de mémoire reprogrammable. La taille mémoire est de l'ordre de quelques bits. Les transistors sont donc directement imprimés sur le support du tag. Depuis 2007, des compagnies comme PolyIC ou Kovio [I.34] proposent des tags RFID totalement imprimés fonctionnant dans la gamme HF à 13.56 MHz. Pour s'affranchir du report des puces, des tags sans puce ont été développés et imprimés sur substrats souples [I.35], [I.36]. En 2011, une étude de la robustesse des antennes RFID imprimées sur papier a été développée [I.37]. La variation des propriétés diélectriques sous l'effet de l'environnement (chaleur, humidité) ainsi que l'épaisseur du substrat ont été évalués et des structures d'antennes à 900 MHz robustes à ces variations ont été présentées.

Selon IDTechEx, en 2014, le marché total de la RFID représentera 9,2 milliards de dollars, contre 7,88 milliards de dollars en 2013 et 6,98 milliards de dollars en 2012. Cela comprend les tags, lecteurs et logiciels/services pour les cartes RFID [I.38]. Les prévisions montrent que le marché de la RFID s'élèvera à 30,24 milliards de dollars en 2024. Plus précisément, la RFID connaît une croissance rapide pour le marquage de l'habillement qui exigera 3 milliards d'étiquettes RFID en 2014. Quant à la RFID pour la billetterie utilisée pour le transport, elle exigera 700 millions d'étiquettes en 2014.

I.2.2.4 Les batteries

Elles sont potentiellement minces et très souples mais coûtent plus cher que la plupart des piles boutons classiques, de telle sorte que leur utilisation reste encore limitée à des applications ponctuelles telles que les patches médicaux où leur aspect plat et extrêmement compact est un facteur essentiel. Des batteries (piles rechargeables) imprimées commencent à apparaître et pourraient être utilisées pour alimenter la plupart des applications imprimées.

En 2007, la société finlandaise Enfucell a ainsi lancé sur le marché la SoftBattery. Cette pile, épaisse de seulement 0,4 mm et qui se présente sous la forme d'un papier carré de 5 cm, délivre une tension de 1,5 ou de 3 volts en permettant une intégration facile dans de nombreux dispositifs (Figure I.7a).

En 2009, les scientifiques de l'Institut Fraunhofer des nano systèmes électroniques (ENAS) à Chemnitz ont développé, en collaboration avec des chercheurs de l'Université technique de Chemnitz (TUD) et de la société Menippos, une batterie d'une épaisseur de moins d'un millimètre et d'un poids de moins d'un gramme (Figure I.7b). Le procédé de fabrication est l'impression par sérigraphie. La tension électrique atteint 1,5 V en fonctionnement normal. La technologie ne permet pas une durée de vie importante à cause de l'usure rapide des matériaux mis en jeu. Aussi les applications visées sont celles de courte durée de vie ou pour un besoin en électricité limité pour des cartes électroniques, par exemple. Le prix est estimé au centime d'euro [I.39].



Figure I. 7. Batterie Imprimée a) Enfucell b) ENAS [I.39]

Une équipe de recherche de l'université de Stanford, aux Etats-Unis, a développé des batteries imprimées, faibles coût avec une encre qui contient des nanotubes de carbone et du papier (ordinaire). L'encre à base de nanotubes de carbone est imprimée sur le papier pour le rendre hautement conducteur avec une résistance aussi faible que 1 Ω /carré. Cette batterie en papier présente des caractéristiques intéressantes. Si l'on ne considère que la masse des nanotubes de carbones la batterie présente une capacité de 200 F/g, une énergie de 30-47 Wh/kg, une puissance de 200 000 W/kg ainsi qu'un cycle de vie de 40000 recharges [I.40].

Une autre idée originale pour utiliser les matériaux organiques a été dévoilée par Sony en 2011. Une pile dont l'énergie vient de morceaux de papier cartonné. L'électricité est générée par la décomposition des molécules de sucre qui sont stockées dans le carton. Le phénomène utilisé est la photosynthèse des plantes. La puissance obtenue est de 50 milliwatts, ce qui suffit à faire tourner un petit ventilateur comme le montre l'expérience dans [I.41] ou à alimenter des cartes de vœux. En revanche, pour le moment, en raison de cette faible

puissance, ces piles ne peuvent pas remplacer les batteries utilisées dans la plupart des appareils électroniques.

I.2.2.5 Objets communicants intelligents

Les capteurs par définition sont des dispositifs intelligents qui communiquent une information. Les couches organiques peuvent être sensibles à de nombreux stimuli, tels que la température, la pression, la lumière, l'identité chimique, ... Ces principes ont été utilisés pour le développement de nombreux types de dispositifs. L'équipe du professeur Someya [I.42], à l'université de Tokyo, a développé un scanner souple à partir d'une matrice de photodiodes (Figure I.8(a)). Des capteurs de pression et de température ont été mis au point afin de développer une peau artificielle pour avoir des prothèses plus sensibles et réalistes (Figure I.8(b)). Des actionneurs ont été réalisés en utilisant l'électronique organique. La démonstration la plus marquante est la réalisation d'une feuille de braille électronique flexible (Figure I.8(c)).

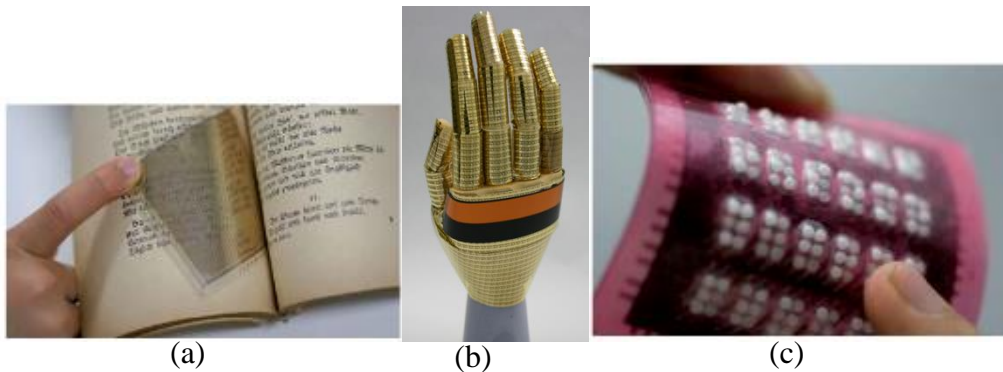


Figure I. 8. a) Scanner de lumière flexible à partir d'une matrice de photodiodes, (b) « Peau artificielle » à base de capteurs de pression et température, (c) feuille de braille électronique flexible

Une autre application dans le cadre des objets intelligents a été le méta papier [I.43] appelé aussi papier filtrant. Le centre technique du papier « CTP » en collaboration avec notre laboratoire ont développé en 2010 un papier peint filtrant les ondes électromagnétiques aux fréquences du GSM et du Wi-Fi. Une atténuation de 30 dB de l'onde transmise a ainsi été obtenue à la fréquence de GHz. La figure I.9 montre une photographie du papier peint filtrant et des motifs imprimés qui permettent le filtrage. L'intérêt de cette application est la protection contre les ondes électromagnétiques ou la protection d'un réseau afin de protéger les données de l'espionnage (entreprise).



Figure I. 9. Photographie du papier filtrant [I.43]

Le packaging intelligent est aussi un secteur en plein expansion. Fournir des informations sur les conditions présentes et passées du produit, de l'environnement interne ou externe ; permet de vérifier s'il a subi des altérations ou si des événements indésirables ont eu lieu (comme une rupture dans la chaîne du froid). L'utilisation d'étiquettes électroniques pour remplacer les étiquettes de prix sur les rayons de supermarché est un débouché prometteur à court terme. NanoMarkets estime ce segment de marché de l'étiquette intelligente à 1.6 milliard de dollars à l'horizon 2015.

L'intelligence peut aller plus loin. En Allemagne, un film transparent qui absorbe certaines longueurs d'ondes pour protéger les aliments a été démontré. En Suède, une application dédiée au domaine médicale a été développée : une puce sur les boîtes de médicaments pour surveiller la prise par le patient. A part le domaine de l'alimentaire et du médical, le packaging intelligent peut couvrir n'importe quel domaine dans le but de tester l'authenticité d'un produit et protéger les produits de marques et lutter contre la fraude. Plusieurs techniques ont été déjà mises sur le marché, la RFID par exemple ou encore les encres fluorescentes, magnétisables ou optiquement variables. Aucun de ces dispositifs n'est aujourd'hui satisfaisant, ils sont ou bien facile à contrefaire ou bien trop sophistiqués et donc onéreux. Les industriels ainsi que les consommateurs sont dans l'attente d'un produit bon marché qui permet une interactivité, le suivi et l'authentification d'un produit. Pour répondre à ces demandes croissantes, le projet PEPS a ainsi vu le jour, soutenu par l'ANR dans le cadre de l'appel à projets MATETPRO. Le dispositif envisagé dans ce projet est une rectenna fonctionnant dans la bande de fréquences du Wi-Fi (2.45 GHz) branchée à un afficheur électrochrome. L'antenne, le circuit de conversion RF-DC et l'afficheur électrochrome seront imprimés avec des procédés type papetier directement sur le papier emballage du produit.

I.3. Substrats diélectriques : Identification & procédés de fabrication

Un matériau est dit diélectrique s'il ne contient pas de charges électriques susceptibles de se déplacer de façon macroscopique. Autrement dit, c'est un milieu qui ne peut pas conduire le courant électrique. Au niveau microscopique, un milieu diélectrique ne possède pas ou peu de charges libres et n'a que des charges dites liées, mais qui peuvent néanmoins se déplacer sur de courtes distances sous l'effet du champ électrique : il s'agit du phénomène de polarisation,

qui est à l'origine de la permittivité des diélectriques. Pour des fréquences élevées, la polarisation commence à prendre du retard par rapport au champ électrique d'où une dissipation de l'énergie. Les pertes diélectriques sont le reflet de cette dissipation.

Donc, dans un isolant électrique, sous l'action d'un champ électrique, apparaît une polarisation \vec{P} des atomes. De manière grossière, nous pouvons décrire cette polarisation comme le résultat d'une déformation des atomes sous l'effet de la force de Coulomb.

Cette déformation est exprimée par le vecteur déplacement \vec{D} tel que :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad [Eq\ I.1]$$

Si le matériau est linéaire, la polarisation devient proportionnelle au champ électrique et nous pouvons écrire :

$$\vec{D} = [\epsilon] \vec{E} \quad [Eq\ I.2]$$

$[\epsilon]$ est le tenseur de permittivité.

Dans la littérature, on parle souvent de la constante diélectrique relative :

$$\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0 \quad [Eq\ I.3]$$

C'est à dire du rapport entre la constante diélectrique du matériau et celle de la constante diélectrique du vide prise comme référence ($\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m).

Si, de plus, le milieu est isotrope, on a : $\vec{D} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E}$ [Eq I.4]

ϵ_r dépend généralement de la température T et de la fréquence f du champ (par exemple : $\epsilon_r = 1$ dans l'air sec et $\epsilon_r = 11,7$ dans le silicium à $T = 300$ °K et $f = 1$ MHz).

La permittivité s'écrit sous forme complexe :

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad [Eq\ I.5]$$

Le facteur de pertes diélectrique est égal au quotient ϵ''/ϵ' , ce quotient est aussi appelé

tangente de l'angle des pertes ou « $\tan\delta$ », δ est le complémentaire de l'angle de déphasage entre la tension appliquée au diélectrique et la polarisation qui en résulte.

On compte parmi ces milieux diélectriques le verre, de nombreux plastiques et les supports celluloseux.

I.3.1. Identification

I.3.1.1 Les plastiques

Le terme "plastique" englobe des matériaux organiques constitués de macromolécules et qui sont produits par la modification de substances naturelles extraites du pétrole, gaz naturel ou charbon.

On distingue essentiellement deux types de plastiques : les thermodurcissables et les thermoplastiques.

Les thermodurcissables sont formables à chaud avec changement des propriétés chimiques et de manière irréversible. Ils présentent de meilleures résistances aux forces de compression et à l'abrasion ainsi qu'une stabilité en termes de dimension.

Les thermoplastiques sont des polymères dans lesquels les molécules sont liées entre elles par une force de liaison faible et dont les propriétés changent avec la température. Ils sont formables à chaud sans changement des propriétés chimiques et de manière réversible. Ils ont l'avantage d'être souples. On peut trouver le Polyéthylène, le polypropylène. Ce type de plastiques est le plus favorisé pour l'électronique imprimée pour sa flexibilité et sa faible épaisseur.

Il existe une base de données qui comporte environ 25 000 compositions de matériaux polymères [I.44].

I.3.1.1.1 Propriétés diélectriques

Le tableau I.1 extrait du manuscrit de thèse de Delphine Bechevet [I.19] regroupe les matériaux plastiques les plus utilisés pour l'électronique imprimée. Ils sont sélectionnés pour leurs faibles pertes diélectriques.

Matériau	$\epsilon_r \pm 0.02$ à 2.45 GHz	$(\tan\delta \pm 0.02) \times 10^{-3}$ à 2.45 GHz
HDPE (High Density PolyEthylène)	2.16	1.0
LDPE (Low Density PolyEthylène)	2.10	1.7
PC (polyCarbonate)	2.64	1.8
ABS (Acrilonytrile Butadiène Styrène)	2.53	2.1
PMMA (PolyMéthyle Métacrylate)	2.47	2.4
PA12 (PolyAmide)	2.88	2.5
PBT (PolyButylène Terephtalate)	2.82	3.5
PS (PolyStyrène)	2.38	6.0

Tableau I. 1. Permittivité complexe de différents matériaux plastiques à 2.45 GHz

Les plastiques peuvent être considérés comme de bons candidats au rôle de substrats d'antennes et d'étiquettes intelligentes. On peut également se demander si ce ne serait pas le cas des papiers. Il existe, en effet une large variété de substrats à base de cellulose et qui ont l'avantage d'être bas coût et respectueux de l'environnement.

I.3.1.2 Le papier

Le substrat habituellement utilisé pour l'électronique imprimée est le plastique. Néanmoins, son coût élevé étant de 6 fois celui du papier et sa tenue en température étant plus faible que la cellulose, plusieurs travaux ont porté sur l'usage du papier en tant que substrat diélectrique. Le papier est formé essentiellement de cellulose. Cette matière fait partie de la grande famille des glucides. Les végétaux les synthétisent à partir de dioxyde de carbone et d'eau, grâce à un catalyseur naturel qui n'est autre que la lumière solaire.

La transformation de la cellulose extraite du bois a de nombreuses applications dans l'industrie papetière. Bien que le procédé de fabrication soit très ancien, les traitements et les additifs ne cessent d'évoluer et de se diversifier afin d'améliorer les propriétés de surface du papier.

I.3.1.2.1 Procédés de fabrication

Une feuille de papier est un support fabriqué à partir de fibres de cellulose. Ces fibres sont principalement extraites du bois ou de papiers et cartons récupérés pour être recyclés. Le bois utilisé provient essentiellement des coupes pratiquées en forêt, ainsi que des chutes de sciage du bois destiné à la menuiserie ou la construction.

Avant de devenir feuille de papier ou carton, la pâte à papier parcourt un long chemin à travers la machine à papier :

Deux étapes sont nécessaires: la préparation de la pâte ensuite la préparation des feuilles de papier.

La préparation de la pâte et le raffinage

Cette étape a pour objectif de favoriser l'enchevêtrement des fibres. Pour obtenir la pâte, deux principales méthodes existent à savoir méthode mécanique où le bois est pressé contre une meule rotative, permettant ainsi de séparer les fibres par cisaillement. De l'eau est ajoutée pour faciliter le processus et refroidir la meule qui s'échauffe sous la friction du bois pressé contre la pierre. La deuxième méthode est une méthode chimique : Les copeaux de bois sont envoyés dans une grande cuve de cuisson, le lessiveur. Des produits chimiques sont ajoutés. Ils ont pour rôle de dissoudre la lignine qui est un principal composant du bois permettant la cohésion entre les fibres, et par conséquent de séparer les fibres.

Ensuite, les morceaux de bois subissent ensuite une opération d'épuration puis de raffinage. Le but est d'obtenir une pâte.

Enfin, on ajoute à la pâte les charges minérales (carbonate de calcium, kaolin, talc, dioxyde de titane) et les adjuvants (colles, agents de rétention, anti-mousse, colorants, nuanceurs, azurants...), qui amélioreront les caractéristiques du papier. Pour chaque type de papier, les pourcentages en charges minérales diffèrent ainsi que les adjuvants.

Le blanchiment de la pâte

Du fait de la présence de lignine, composant essentiel du bois, la pâte à papier a une couleur brune. Selon l'usage du papier, la blancheur est parfois exigée.

La pâte à papier est donc blanchie, habituellement au peroxyde d'oxygène. La pâte obtenue est plus blanche, mais aussi plus résistante et absorbante de l'encre.

En fonction de la qualité d'épuration et de raffinage, du blanchiment ainsi que des additifs, une grande variété de pâtes peut être obtenue.

Les circuits de tête de machine

La figure I.10 décrit le processus de fabrication des feuilles de papier.

La pâte est de nouveau diluée. Dans la caisse de tête, elle subit un mouvement brusque de va-et-vient latéral qui facilite la formation homogène de la feuille de papier et son égouttage. Les fibres s'alignent naturellement dans le sens du flot de la pâte.

La feuille de papier contient de 75 à 85 % d'eau à sa sortie de la « table de formation ». Le passage entre les presses et les cylindres recouverts d'un absorbant d'eau qu'on appelle « sécherie » sur la figure I.10 réduit ce pourcentage d'eau jusqu'à 60 ou 70 % et permet aussi d'augmenter la compacité et d'améliorer l'état de surface de la feuille..

Finition

Afin d'améliorer le lissé, l'imperméabilité et les caractéristiques optiques de la surface du papier, on procède ensuite à une étape de "couchage", de la feuille de papier. On dépose à sa surface un liquide composé d'amidon ou d'autres matières (pigments minéraux, colorants..) à l'aide d'une presse encolleuse.

Avant la mise en bobines, la surface du papier est égalisée avec des rouleaux d'acier poli, placés les uns contre les autres.

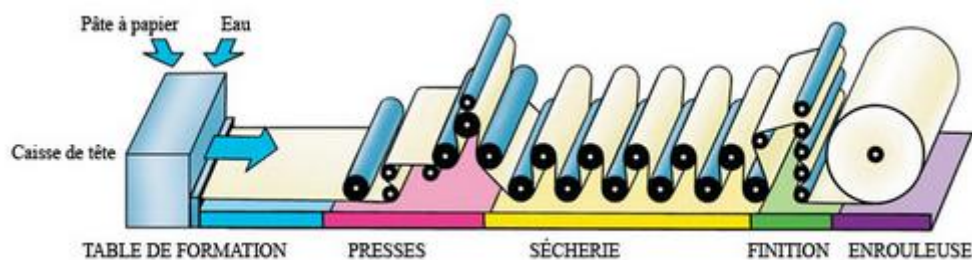


Figure I. 10. Processus de fabrication des feuilles de papier [I.45]

I.3.1.2.2 Propriétés diélectriques

Il existe quelques bases de données qui présentent les caractéristiques électriques des différents types de substrats cellulotiques [I.46-I.47]. Ils donnent uniquement un intervalle de valeurs de la constante diélectrique. Par exemple dans [I.46], la valeur donnée de la constante diélectrique de la cellulose varie entre 3.3 et 11 et pour le papier elle est égale à 2 sans donner de précision sur la composition du papier. La composition ainsi que les différents traitements décrits ci-dessus donnent des propriétés électromagnétiques très différentes. Chaque fabricant peut développer sa propre composition pour modifier, améliorer la surface du papier, la rendre plus ou moins lisse, plus ou moins blanche. Pour chaque application, le fabricant peut

développer un papier spécifique dont les propriétés diffèrent des autres des autres substrats papier. De plus, ses propriétés électromagnétiques peuvent changer en fonction de la température et de l'humidité selon le type de papier, sans parler des possibles effets d'anisotropie liés à l'orientation préférentielle éventuelle des fibres de cellulose. Le substrat papier étant souple et non rigide, son épaisseur peut être modifiée lors de la manipulation du substrat. Pour ces raisons les chercheurs travaillant sur des substrats papier doivent au préalable passer par une étape de caractérisation physique du papier qu'ils devront manipuler.

I.4. Propriétés des matériaux conducteurs

Dans l'électronique imprimée, l'encre est le matériau conducteur. Les encres conductrices permettent au courant de circuler. Elles sont composées de particules métalliques. Les encres conductrices sont principalement composées de véhicule appelé aussi solvant, de liant et de particules conductrices. Le liant comme son nom l'indique garantit la cohésion de l'encre. Le véhicule sert à transporter l'encre en gardant son état liquide. Il protège aussi contre l'oxydation des particules. Le solvant est le composant qui freine encore l'avancée et le développement des encres. En effet, le solvant est une sorte d'enveloppe protectrice pour les particules métalliques et qui s'avère généralement être très résistif. Ces encres ont été d'abord développées pour les applications de sérigraphie dans le domaine de l'électronique classique (circuits imprimés). On trouve ainsi des encres à base de cuivre, d'argent ou de graphite. Les encres conductrices à base de graphite sont les plus anciennes encres. Leur composition est assez proche des encres classiques, les pigments de couleur étant remplacés par du graphite. Par contre, elles sont très résistives ($\rho_{\text{carbone}} = 1375 \mu\Omega.\text{cm}$ en comparaison à $\rho_{\text{argent}} = 1.62 \mu\Omega.\text{cm}$). Les encres à base de cuivre posent des problèmes d'oxydation plus délicats que celles à base d'argent. Pour que ces encres deviennent conductrices, une étape de recuit est nécessaire. Ce recuit est traditionnellement effectué aux alentours de 300°C pour des encres à base de cuivre. Cette température de recuit est une contrainte pour l'électronique imprimée et en particulier pour notre projet compte tenu du substrat papier ($<140^{\circ}$). Cet aspect a été le sujet d'études de plusieurs chercheurs. Les résultats ont montré qu'il était possible de baisser la température de recuit jusqu'aux alentours de 150°C . En effet, en utilisant des nanoparticules, les températures de recuit sont bien inférieures aux températures de recuit des métaux massifs ou microniques. Dans [I.48], Woo & Col ont baissé la température de recuit jusqu'à 170° en mélangeant des nanoparticules d'argent de 20 nm et des nanoparticules de cuivre de 65 nm. L'encre à base d'argent représente aujourd'hui l'alternative pour le cuivre mais demeure chère (2500€/kg). D'autres méthodes de recuit sont apparues : un recuit à l'aide de Laser sur des temps très courts a été présenté dans [I.49] ou encore un recuit par procédé de chauffage flash (1s) par micro-ondes, ainsi seule la piste est chauffée [I.50].

I.5. Description des technologies de dépôt d'encre

Le dépôt d'encres conductrices peut être réalisé à travers différents procédés d'impression. Chacun d'entre eux présente des caractéristiques spécifiques avec des avantages et des inconvénients selon les besoins des composants électroniques à réaliser : épaisseur du film

d'encre, résolution, pression, vitesse de production... Les procédés d'impression, outre l'intérêt important de leur vitesse de production, permettent l'utilisation de supports/substrats très divers. Les procédés utilisés sont la sérigraphie, l'offset, le jet d'encre, l'héliogravure et la flexographie. L'historique et la description du procédé de chacune de ces méthodes ont été détaillés dans la thèse de Fabien de Barros [I.51]. Dans ce paragraphe, on rappellera uniquement le principe des deux méthodes que nous avons utilisé dans le cadre de ma thèse à savoir la flexographie et la sérigraphie.

I.5.1. Flexographie

Le fonctionnement de la méthode flexographie est décrit dans la figure I.11. L'encre est stockée dans une chambre à racle. Elle est ensuite transférée un rouleau appelé Anilox. Il s'agit d'un rouleau sur lequel sont gravés des micros pores permettant à l'encre d'être transportée. L'encre est ensuite transportée sur les reliefs d'un cliché photopolymère qui sera pressé contre le support d'impression pour y déposer l'encre.

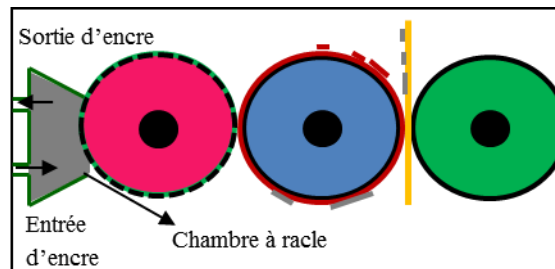


Figure I. 11. Description du procédé flexographie [I.51]

I.5.2. Sérigraphie

La figure I.12 décrit le procédé. Il s'agit de placer un négatif sur un écran, généralement en soie, constitué de mailles. Après avoir déposé l'encre, on passe une racle sur l'écran afin de faire pénétrer l'encre à travers les mailles pour former l'image sur le support. Il suffit après de faire plusieurs passages afin d'augmenter l'épaisseur de l'encre déposée.

Cette méthode permet non seulement l'impression sur tout type et taille de support mais aussi l'impression d'une grande épaisseur d'encre. Par contre elle présente une vitesse d'impression limitée.

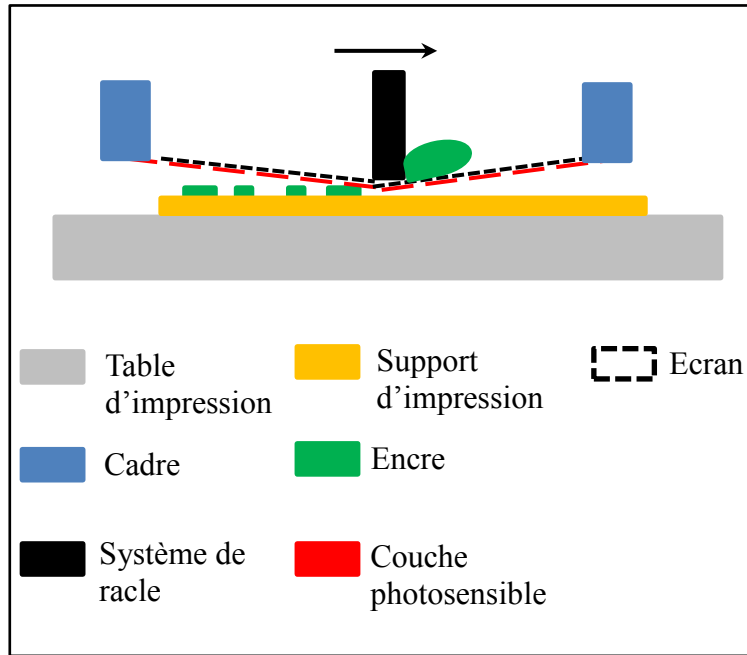


Figure I. 12. Description du procédé sérigraphique [I.51]

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé l'intérêt de l'électronique imprimée ainsi que les avantages qu'elle apporte par rapport à l'électronique classique. Nous avons passé en revue les principales applications basées sur des composants organiques afin de développer de l'électronique active ou basées sur des supports flexibles et imprimables afin de développer de l'électronique passive. Plusieurs démonstrateurs ont été présentés et des chiffres prévisionnels ont été annoncés montrant ainsi l'accroissement spectaculaire de cette filière.

Nous avons par la suite décrit les différents substrats diélectriques, leurs procédés de fabrications et leurs caractéristiques électriques. Il s'avère qu'il n'existe encore pas aujourd'hui des bases de données regroupant les différents types de papier vu la diversité de ce substrat et de l'utilisation récente de ce substrat dans l'électronique. Dans un prochain chapitre, les différents types de papier qui ont été utilisés dans le cadre de ce travail vont être décrits, ainsi que leurs méthodes de caractérisation et les résultats obtenus.

Nous allons cependant, au préalable, examiner le deuxième aspect fondamental de ce travail qui concerne la récupération d'énergie électromagnétique : après avoir dressé un rapide historique, nous ferons l'état de l'art de ce domaine.

I.7. Références Bibliographiques

- [I.1] "Electronique organique, électronique imprimée, vers une nouvelle filière électronique", Agence d'étude et de promotion de l'Isère, 2009
http://www.ardi-rhonealpes.fr/c/document_library/get_file?uuid=ec769958-5010-4173-bc75-36d61f465776&groupId=10136
- [I.2] www.idtechex.com
- [I.3] Chang, J.; Tong Ge; Sanchez-Sinencio, E., "Challenges of printed electronics on flexible substrates," *Circuits and Systems (MWSCAS), 2012 IEEE 55th International Midwest Symposium on*, vol., no., pp.582-585, 5-8 Aug. 2012
- [I.4] <http://www.oe-a.org/roadmap>
- [I.5] Rogers, J.A., "Printing techniques and Plastic Electronics for Paper like Displays", *Conference on Digital Printing Techniques*, San Diego, 2002
- [I.6] Mann, C.C., "Electronic paper turns the Page", *Technology Review*, Vol. 42, March 2001
- [I.7] "Innovation marks significant milestone in the development of electronic paper", Press Release, www.lucnet.com, 11/20/2000 (2000)
- [I.8] <http://arch3150.wordpress.com/2012/11/09/plastic-logic/>
- [I.9] Tang, C.W.; VanSlyke, S.A., "Organic electroluminescent diodes", *Applied Physics Letters*, Vol. 51, 1987.
- [I.10] Kunic, S.; Segor, Z., "OLED technology and displays," *ELMAR, 2012 Proceedings*, pp.31-35, 12-14 September 2012
- [I.11] Shirakawa, H., "The discovery of polyacetylene film, the dawning of an era of conducting polymers", *The Journal of Electronic Polymers and Electronic Molecular Metals*, 2002
- [I.12] <http://www.plasticlogic.com/applications/>
- [I.13] Tang, C.W., "Two-layer organic photovoltaic cell", *Applied Physics Letter*, Vol. 48, 1986
- [I.14] Xue, J.; Ushida, S.; Rand, B.P.; Forest, S.R., *Applied Physics Letter*, 84, 3013, 2004
- [I.15] http://www.pv-tech.org/news/new_polymers_push_solarcells_opv_efficiency_to_record_8.13
- [I.16] <http://www.solarcell.com/home.html>
- [I.17] Leung, S.Y.Y.; Tiu, P.K.; Lam, D.C.C., "Printed polymer based RFID antenna on curvilinear surface," *Electronic Materials and Packaging, 2006. EMAP 2006. International Conference on*, vol., no., pp.1,6, 11-14 Décembre 2006
- [I.18] Ghiotto, A., « Conception d'antennes de tags RFID UHF, application a la réalisation par jet de matière », soutenue le 26 Novembre 2008
- [I.19] Bechevet, D., « Contribution au développement de tags RFID UHF et microondes sur matériaux plastiques », soutenue le 9 Décembre 2005
- [I.20] Yang, L.; Basat, S.; Rida, A.; Tentzeris, M.M., "Design and development of novel miniaturized UHF RFID tags on ultra-low-cost paper-based substrates," *Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific*, vol., no., pp.1493,1496, 12-15 Dec. 2006
- [I.21] Yang, L.; Rida, A.; Vyas, R.; Tentzeris, M.M., "RFID Tag and RF Structures on a Paper Substrate Using Inkjet-Printing Technology," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.55, no.12, pp.2894,2901, Dec. 2007

- [I.22] Rida, A.; Li Yang; Vyas, R.; Tentzeris, M.M., "Conductive Inkjet-Printed Antennas on Flexible Low-Cost Paper-Based Substrates for RFID and WSN Applications," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol.51, no.3, pp.13,23, June 2009
- [I.23] Xi, J.; Zhu, H.; Ye, T.T., "Exploration of printing-friendly RFID antenna designs on paper substrates," *RFID (RFID), 2011 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.38-44, 12-14 April 2011
- [I.24] Alimenti, F.; Orecchini, G.; Virili, M.; Palazzari, V.; Mezzanotte, P.; Roselli, L., "Design of paper-substrate dipole antennas magnetically coupled to UHF RFID silicon chips," *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.219-222, 15-16 Sept. 2011
- [I.25] Cespedes, J.; Giuppi, F.; Collado, A.; Georgiadis, A., "A retro-directive UHF RFID tag on paper substrate," *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.263-266, 5-7 Nov 2012.
- [I.26] Kim,S.; Riccardo, M.; Bozzi, M.; Nikolaou, S.; Tentzeris, M.M., "Inkjet-printed wearable microwave components for biomedical applications," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, vol., no., pp.1926,1929, 8-12 April 2013
- [I.27] Ueoka, R.; Masuda, A.; Murakami, T.; Hirose, M., "RFID Textile and Map Making System for Large Area Positioning," *Wearable Computers, 2009. ISWC '09. International Symposium on*, vol., no., pp.41-44, 4-7 Sept. 2009
- [I.28] Saba, R.; Deleruyelle, T.; Alarcon, J.; Egels, M.; Pannier, P., "A resistant textile tag antenna for RFID UHF frequency band," *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.203-207, 5-7 Nov. 2012
- [I.29] Manzari, S.; Occhiuzzi, C.; Marrocco, G., "Reading range of wearable textile RFID tags in real configurations," *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, vol., no., pp.433,436, 11-15 April 2011
- [I.30] Saba, R.; Deleruyelle, T.; Alarcon, J.; Khoury, M.A.; Pannier, P., "A novel textile antenna for passive UHF RFID tag," *Antennas and Propagation (ISAP), 2012 International Symposium on*, vol., no., pp.882,885, Oct. 29 2012-Nov. 2 2012
- [I.31] Kim, Y.; Lee, K.; Kim, Y.; Chung, Y.C., "Wearable UHF RFID tag antenna design using flexible electro-thread and textile," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, vol., no., pp.5487-5490, 9-15 June 2007
- [I.32] Subramanian, V.; Chang, P.C.; Lee, J.B.; Molesa, S.E.; Volkman, S.K., "Printed organic transistors for ultra-low-cost RFID applications," *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol.28, no.4, pp.742-747, Dec. 2005
- [I.33] Subramanian, V.; Frechet, J.; Chang, P.; Huang, D.; Lee, J.; Molesa, S.; Murphy, A.; Redinger, D.; Volkman, S., "Progress toward development of all-printed RFID tags: materials, processes, and devices," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, p.1330-1338, 2005
- [I.34] Harrop, P.; Das, R., "Chipless RFID forecasts, technologies & players 2009-2019", *IDTechEx*, 2009
- [I.35] Véna, A., "Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage", Thèse soutenue le 28 Juin 2012.
- [I.36] Nair, R., "Contribution au développement de tags chipless et des capteurs à codage dans le domaine temporel", Thèse soutenue le 27 Mai 2013.

- [I.37] Xi, J.; Zhu, H.; Ye, T.T., "Exploration of Printing-friendly RFID Antenna Designs on Paper Substrates", *IEEE International conference on RFID*, 2011
- [I.38] <http://www.idtechex.com/research/reports/rfid-forecasts-players-and-opportunities-2014-2024-000368.asp>
- [I.39] <http://www.enerzine.com/603/8211+une-batterie-imprimable-ultra-fine-et-legere+.html>
- [I.40] Hu, L.; Choi, J.W.; Yang, Y.; Jeong, S.; La Mantia, F.; Cui, L-F.; Cui, Y., "Highly conductive paper for energy-storage devices", *Proceedings of the National Academy of Science*, vol. 106 no. 51
- [I.41] <http://www.futura-sciences.com/magazines/high-tech/infos/actu/d/technologie-biobatterie-sony-cree-piles-energie-provient-carton-35398/>
- [I.42] <http://www.ntech.t.u-tokyo.ac.jp>
- [I.43] De Barros, F.; Eymin Petot Tourtollet, G.; Piette, P.; Lemaitre-Auger, P.; Vuong, T-P., "MetaPaper-Cellulose sheets to filter electromagnetic waves," *Proceedings LOPE-C*, 2011
- [I.44] <http://www.matweb.com/>
- [I.45] <http://www.lepapier.fr/fabrication.htm>
- [I.46] http://www.rafoeg.de/20,Dokumentenarchiv/20,Daten/dielectric_chart.pdf
- [I.47] http://www.engineeringtoolbox.com/relative-permittivity-d_1660.html
- [I.48] Woo, K.; Kim, D.; Kim, J-S.; Lim, S.; Moon, J.; "Ink-Jet Printing of Cu-Ag-Based Highly Conductive Tracks on a Transparent Substrate", *Langmuir*, Vol.25, pp. 429-433, January 2009.
- [I.49] Xin, Z.; Li, L.; Tang, X.; Zhao, W.; Du, P., "The research of manufacture of flexible conductive tracks at room temperature," *3rd International Nanoelectronics conference (INEC)*, p.1376-1277, 2010
- [I.50] Perelaer, J.; Klollenburg, M.; Hendriks, C.E.; Schubert, S., "Microwave Flash Sintering of Inkjet-Printed Silver Tracks on Polymer Substrates" *Advanced Materials*, vol. 21, pp.4830-4834, December 2009
- [I.51] De Barros, F., "Conception, Réalisation et Caractérisation de papiers fonctionnels pour des applications de filtrage électromagnétique", Thèse soutenue le 19 Décembre 2011

CHAPITRE II

Récupération d'énergie : Historique & Etat de l'art

II.1. Introduction

L'avancée technologique des moyens de communications s'appuie sur une intégration toujours plus poussée et nécessite des performances accrues en autonomie d'énergie. Les moyens d'alimentations conventionnels deviennent contraignants du fait de leurs tailles mais aussi à cause de l'entretien qu'ils nécessitent. En outre, on assiste sur de nombreux secteurs de marché à un accroissement considérable du nombre d'objets électroniques communicants. C'est par exemple le cas dans les réseaux de capteurs. Ceci s'accompagne d'une augmentation non moins importante de la consommation totale d'énergie liée à ces objets au niveau mondial. Avec un objectif de développement durable et de limitation du recours aux énergies primaires, la récupération d'énergie ambiante dans le but d'une télé-alimentation semble représenter une alternative intéressante.

Ce chapitre présente une synthèse des travaux réalisés sur la récupération d'énergie et plus précisément la récupération de l'énergie électromagnétique. Le spectre électromagnétique avec ses différents niveaux de puissance sera décrit afin de justifier le choix de la bande de fréquences RF utilisée dans ce travail de thèse. Un état de l'art sera développé pour les antennes et les circuits de conversion RF-DC.

II.2. Historique

Les premières expériences de transmission d'énergie sans fil d'un point à un autre ont débuté à la fin du XIX^{ème} siècle avec Nicolas Tesla. Il s'intéressa à la notion de résonance et essaya de l'appliquer pour la transmission sans fil. Il réalisa sa première expérience en 1899 en Colorado Springs. Il construisit une inductance de 61 m de haut qui résonnait à 150 kHz, surmontée d'une sphère d'un mètre de diamètre et alimentée avec une puissance de 300 kW. Le potentiel RF atteignit les 100 MV à la surface de la sphère et une longue et forte décharge en résultat. La figure I.1 décrit la première expérience de Tesla.



Figure II. 1. Nicolas Tesla et son expérience au laboratoire de Colorado Springs [II.1]

Aucun résultat clair n'a été enregistré concernant la quantité de puissance rayonnée dans l'espace libre ni sur la quantité d'énergie transmise en un point de distance donnée.

Tesla repris ses travaux sur les transmissions sans fil au début du XXème siècle avec une autre grande installation aux Etats Unis. Cependant, avant le lancement des expériences, les ressources financières de Tesla ont été épuisées et le travail sur le projet fut interrompu.

Faute de moyens, ce n'est qu'au début des années 1930 que les expériences sur la transmission sans fil ont repris. Cette fois, les expériences ont été réalisées au niveau du laboratoire de Westinghouse par H.V. Noble. Il a utilisé deux dipôles identiques pour la transmission et la réception, fonctionnant à 100 MHz et situés à environ 7.6 m l'un de l'autre. Bien qu'il n'ait pas tenté de concentrer l'énergie, plusieurs centaines de watts de puissance ont été transférés entre les dipôles. Cette expérience a été la base d'une démonstration de transfert de puissance à l'Exposition universelle de Chicago de 1933-1934.

Pendant la seconde guerre mondiale le développement du radar a permis le développement des antennes et des technologies de générateurs micro-ondes. C'est d'ailleurs à ce moment-là que la notion de RFID (identification par fréquences radio) est apparue pour la première fois, afin d'identifier si les avions qui arrivaient dans l'espace aérien étaient amis ou ennemis. Les alliés mettaient en place dans leurs avions des transpondeurs (sorte d'imposantes balises) afin de répondre aux interrogations de leurs radars. Ce système, dit IFF pour "Identify : Friend or Foe", est la première utilisation de la RFID. Mais cette technologie nouvellement acquise n'a pas été exploitée immédiatement dans des applications civiles.

Plus d'une décennie s'est écoulée après la Seconde Guerre mondiale avant d'avoir un intérêt sérieux pour la transmission de puissance micro-ondes. A partir de l'année 1958, les investisseurs commencèrent à s'intéresser à la transmission de l'énergie sans fil. Il y a eu Raytheon Company, la NASA et le laboratoire Jet Propulsion. Plusieurs études ont été développées pour que la transmission sans fil devienne un concept réaliste. Il y eut d'abord le développement des tubes à micro-onde de forte puissance par la Raytheon Company. En parallèle, Brown commença à réfléchir à la puissance radiofréquence et aux moyens de la convertir en puissance DC. En 1963, Brown et Neil Heenan réalisèrent la première rectenna. Une démonstration réussie du système de transmission de puissance micro-onde a été réalisée. A partir d'une puissance de 400 W CW générée par un magnétron, 100W de puissance en courant continu ont été récupérés à l'extrémité du récepteur et utilisés pour faire tourner un moteur à courant continu fixé à un ventilateur. En 1964, le premier hélicoptère alimenté par des ondes radiofréquences a vu le jour. La figure II.2 décrit la démonstration réalisée pour les médias. L'hélicoptère était à 18 m de l'antenne d'émission.

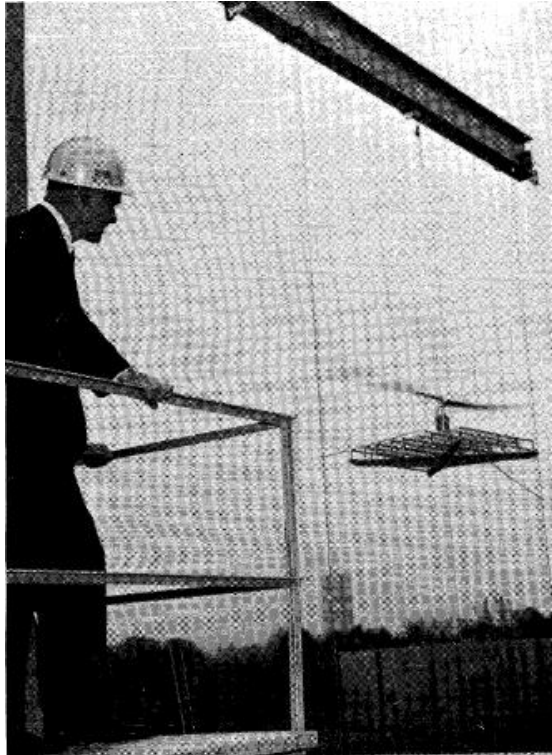


Figure II.2. Hélicoptère alimenté uniquement par micro-ondes en vol à 18 m au-dessus d'une antenne d'émission [II.1]

En 1968, Peter Glaser présenta le concept de Solar Power System (SPS) [II.2] pour remédier aux besoins énergétiques et remplacer les énergies fossiles polluantes et limitées. Le système issu de ce projet comporte un satellite en orbite géostationnaire qui capte l'énergie solaire qui est convertie en énergie microonde à 2.45 GHz et envoyée sur terre. Les densités de puissance mises en jeu au niveau des antennes de réception sont de l'ordre de 100 W/m^2 .

En 1974 et 1975, deux démonstrations menées par une équipe de quatre membres à savoir Raytheon, Arthur D. Little, Grumman Aerospace Corporation et Textron (solar photovoltaics) contribuèrent de manière considérable à la validation du concept et à la crédibilité du projet SPS. Avec un système pilote, une puissance continue de 30 kW a été récupérée et un rendement global de 54% a été mesuré et certifié. La distance entre les antennes d'émission et de réception était de 1.6 km [II.1].

A partir de 1994, le laboratoire d'Electronique, d'Energétique et des Procédés de l'université de la Réunion, en collaboration avec l'équipe japonaise de l'ISAS, s'est investi dans un projet d'envergure qui consistait à étudier la faisabilité du transport d'énergie sans fil pour alimenter l'île de Grand Bassin, région qui est difficilement accessible [II.3]. La puissance d'émission était de 800 W sur une distance de propagation de 40 m. En réception, une rectenna composée de 2376 antennes dipôles réparties sur une surface de 11.76 m^2 a été utilisée pour collecter et convertir l'énergie RF transmise.

II.3. Spectre électromagnétique

Le choix de la bande de fréquences qui sera utilisée dans ce travail de thèse dépend principalement des niveaux de puissances crête utilisés par les différents émetteurs présents dans le spectre électromagnétique et des protocoles de communication qui se traduisent par

une puissance moyenne émise parfois bien plus faible que la valeur crête. L'objectif est d'identifier les niveaux de puissance récupérables les plus élevés et les plus stables, par plages fréquentielles. En France, l'Agence Nationale des FRéquences (ANFR) a la responsabilité de planifier et gérer l'utilisation du spectre fréquentiel. Chaque application nécessitant l'émission d'ondes électromagnétiques doit être autorisée par l'ANFR, qui lui attribue une bande de fréquence et définit le niveau de puissance nécessaire pour le bon fonctionnement de l'application, afin que cela ne perturbe pas le fonctionnement des autres appareils et respecte des gabarits fixés pour des considérations de santé publique. Dans la gamme de fréquences de 8 kHz à 65 GHz, une grande partie du spectre fréquentiel (plus de 60 %) est réservée à la défense nationale et à l'Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des postes (ARCEP) [II.4]. Les bandes ISM (Industrial, Scientific and Medical) sont des bandes de fréquences qui ne sont pas soumises à des réglementations nationales et qui peuvent être utilisées gratuitement et sans autorisation dans le cadre d'applications industrielles, scientifiques ou médicales. Le reste du spectre est utilisé par des compagnies privées pour la télédiffusion ou les télécommunications.

II.3.1. Norme de téléphonie mobile

Les systèmes utilisés actuellement sont le réseau GSM (Global System for Mobile communications) aussi appelé de deuxième génération (2G) qui constitue au début du 21ème siècle le standard de téléphonie mobile le plus utilisé en Europe. Il permet la transmission de la voix et des textes courts. Le système UMTS dit de troisième génération (3G) permet en particulier un transfert rapide des images, sons et vidéos. Le système LTE dit de quatrième génération (4G) permet quant à lui d'accéder à des débits 50 fois supérieurs à celui de la 3G facilitant ainsi les téléchargements de fichiers volumineux et la création de nouveaux services. En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquences 880 MHz - 960 MHz et 1710 MHz - 1880 MHz.

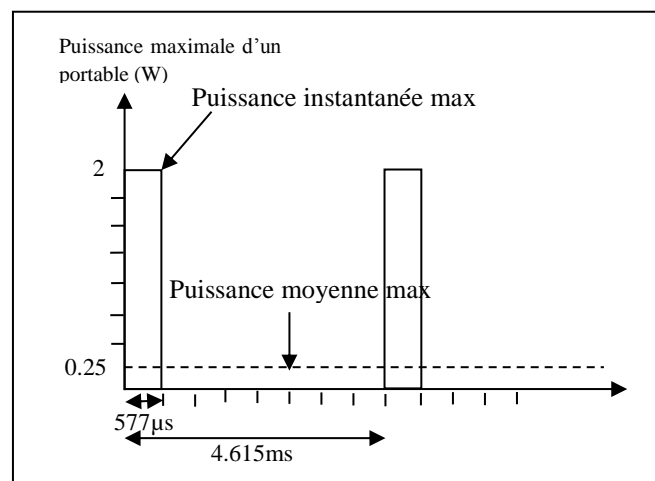


Figure II. 3. Puissance maximale de la norme GSM 900 [II.5]

Les stations des réseaux de téléphonie mobile sont des émetteurs-récepteurs. Les équipements terminaux (téléphones mobiles) sont également des émetteurs-récepteurs. Afin d'optimiser

cette ressource rare qu'est la fréquence, le multiplexage temporel TDMA est exploité afin de répartir le canal sur les différents utilisateurs. Par conséquent, le mobile n'a pas besoin du canal de transmission en permanence durant toute la communication. Chaque porteuse est divisée en 8 intervalles de temps appelées Time-slots.

La puissance maximale instantanée d'un terminal est de 2 W en GSM 900 [II.6]. Elle est de 1 W en GSM 1800 sur un « time slot » et sachant que le téléphone émet une fois sur 8, la puissance moyenne maximale est de 0.25 W pour le GSM 900 comme le décrit la figure II.3 ou 0.125 pour le GSM 1800. De plus, les valeurs présentées correspondent aux valeurs maximales, car le mobile règle automatiquement sa puissance par rapport à sa distance de la BTS (Base Transceiver System) ou par rapport à la qualité de la liaison. La plage de variation de la puissance instantanée d'un mobile s'étend de 20mW à 2W.

La puissance d'une antenne-relais de téléphonie mobile s'étend de quelques W à quelques centaines de watts pour une portée d'émission de 1 à quelques dizaines de kilomètres environ. La puissance récupérable au voisinage d'un terminal de téléphonie mobile fonctionnant en GSM est donc une variable très fluctuante et est en moyenne faible, excepté dans des environnements spécifiques comme des habitacles de véhicules ou à l'intérieur de bâtiments utilisant des vitrages thermiques. Nous ne pouvons donc pas choisir de nous centrer sur les bandes de fréquences correspondantes au GSM pour notre application.

De même, la puissance maximale d'un téléphone mobile étant de 0.25 W pour l'UMTS et plus faible que le GSM pour la 4G (avec – en plus – une gamme de fréquence plus basse qui nécessite des antennes plus encombrantes), le choix ne peut pas se porter sur ces standards.

II.3.2. Bluetooth

Bluetooth est une norme de communication sans fil basée sur un système radio conçu pour des communications à courte portée, approprié pour remplacer les câbles pour imprimantes, fax, souris, claviers, etc. Les communications entre les ordinateurs portables peuvent être envisagées avec ce type de norme, servir de pont entre les autres réseaux, ou servir de nœuds de réseaux ad hoc. La norme Bluetooth exploite la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical band) et plus précisément la fréquence 2.4 GHz.

Pour la norme Bluetooth, il existe trois classes de puissance ayant des portées différentes comme le montre le tableau II.1.

Classe de puissance	Puissance crête (mW)	Portée (m)
1	100	100
2	2.5	40
3	1	10

Tableau II. 1. Classe de puissances des émetteurs Bluetooth

La plupart des équipements sont équipés en classe 2 [II.7]. Ceci signifie donc que la puissance crête en Bluetooth est généralement trop faible pour notre application.

II.3.3. Wi-Fi

Le Wi-Fi est une norme qui a été approuvée par IEEE en 1997 pour des applications WLAN (Wireless Local Area Network). La norme spécifie les transmissions dans la bande 2.4 GHz. Le spectre utilisé varie de 2.4 à 2.4835 GHz aux États-Unis et en Europe, tandis qu'au Japon, il varie de 2.471 à 2.497 GHz. La bande de 5 GHz est aussi utilisée. Il s'agit d'une bande non agréée aux États-Unis, mais pas dans la plupart des autres pays. De ce fait, son utilisation demeure limitée. La puissance délivrée par un point d'accès Wi-Fi est stable.

La puissance électrique récupérée par une antenne de gain G_r à une distance D d'une source de puissance P_e émise avec une antenne de gain G_e est donnée par :

$$P_r = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 \quad [Eq II. 1]$$

$P_e \cdot G_e$ correspond à la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE). La réglementation radioélectrique prévoit une puissance maximale (PIRE) de 100 mW pour les équipements Wi-Fi fonctionnant à 2,45 GHz [II.8]. Compte tenu de l'aspect non permanent de l'émission radioélectrique en Wi-Fi, la puissance moyenne rayonnée est toujours inférieure à ce niveau maximal autorisé. Pour les équipements Wi-Fi utilisés dans les bandes de fréquences autour de 5 GHz, la réglementation radioélectrique prévoit une PIRE maximale de 200 mW dans la bande 5.150-5.350 GHz, uniquement pour une utilisation intérieure, et de 1 W dans la bande 5.470-5.725 GHz, pour une utilisation intérieure comme extérieure. La puissance moyenne réellement émise par l'émetteur (point d'accès ou terminal) dépend du volume des données à transmettre, du débit et du nombre d'utilisateurs simultanés. Il est donc possible d'atteindre avec ce protocole des puissances moyennes intéressantes pour notre application pour peu que le terminal mobile soit amené à transférer d'importants volumes de données. On peut espérer ainsi obtenir des puissances moyennes maximales de l'ordre de 50% de la puissance crête.

II.3.4. Discussion

Le tableau II.2 donne les principales sources électromagnétiques rencontrées, la puissance isotrope rayonnée disponible par les services auxquels elles sont associées et la puissance moyenne la plus grande qu'on peut espérer à l'émission. La taille des antennes devant être la plus réduite possible, on a également fait apparaître dans ce tableau un code couleur vert/rouge pour les fréquences.



Service	Fréquences (MHz)	P_e (W)	$P_{\text{moy max}}$ (W)	Stabilité
GSM 900 (voie montante)	880 - 915	2	0.25	
GSM 1800 (voie montante)	1710 - 1880	1	0.125	
UMTS	2100	0.25	0.01	
LTE	800	0.25	< 0.01	
Bluetooth	2400	0.0025	Très faible	
Wi-Fi 2.4 GHz	2400 - 2483.5	0.1	0.05	
Wi-Fi 5 GHz	5150 - 5350	0.2	0.1	

Tableau II. 2. Puissance disponible pour différentes technologies

Dans le cadre de la thèse, nous avons donc choisi de travailler sur les fréquences du Wi-Fi à 2.4 GHz puisqu'elle présente les caractéristiques les plus attractives en termes d'intensité, de compacité des antennes et de stabilité du niveau de puissance.

II.4. Rectenna : Définition et Principe

II.4.1. Définition

Le terme rectenna est un mot anglais composé de « rectifier + Antenna ». La rectenna est un dispositif permettant la récupération d'énergie électromagnétique. Son principe consiste à collecter cette énergie d'une ou plusieurs sources à travers une antenne réceptrice, la puissance récupérée étant convertie avec un rendement le plus grand possible en puissance continue (DC) à travers un circuit redresseur constitué d'une ou de plusieurs éléments semi-conducteurs actifs non linéaires, ceci afin d'alimenter des dispositifs électroniques à basse consommation. Il convient de noter à ce stade qu'on peut chercher, selon le dispositif à alimenter, à maximiser soit le courant continu, soit la tension continue ou encore la puissance DC elle-même.

II.4.2. Schéma de principe

La structure la plus classique d'une rectenna est décrite dans la figure II.4. L'antenne fonctionne en réception et doit avoir un gain le plus important possible afin de récupérer le maximum de puissance.

L'élément clé du circuit de redressement est l'élément semi-conducteur actif non linéaire qui est généralement une diode. Le choix de la diode est très critique pour le rendement global de la rectenna. Le type de diode, la gamme de fréquences et le niveau de puissance mis en jeu sont des critères à prendre en considération.

Pour les puissances relativement faibles qui sont détectées dans des applications de récupération d'énergie électromagnétique, on se trouve dans le domaine des « petits signaux » et on a donc tout intérêt à utiliser des diodes Schottky. Celles-ci présentent l'avantage d'avoir une faible tension de seuil (qui sinon serait une chute de tension préjudiciable) et sont utilisées en mode quadratique pour convertir la tension alternative en courant continu. Nous reviendrons dans le chapitre 3 sur la modélisation de la diode Schottky mais nous pouvons noter ici en effet que, dans ce mode, on a la relation suivante :

$$I_d = I_s(e^{\alpha V_d} - 1) \quad [Eq II.2]$$

$$I_d = I_s \left(\alpha V_d + \frac{(\alpha V_d)^2}{2!} + \frac{(\alpha V_d)^3}{3!} + \dots \right) \quad [Eq II.3]$$

Puisque V_d est une tension alternative sinusoïdale à la fréquence fondamentale f , le terme quadratique fait apparaître une contribution à $2f$ et une contribution à fréquence nulle (DC) qui permet la conversion AC - DC.

Cependant, pour chaque fréquence fondamentale collectée par l'antenne, la diode, du fait de son comportement non linéaire, génère en amont et en aval des signaux harmoniques qui

peuvent affecter le rendement global de la rectenna. Pour cette raison, deux filtres (HF et DC) sont généralement placés de chaque côté du circuit redresseur.

Le filtre RF élimine les rayonnements des harmoniques d'ordres supérieurs qui sont réfléchis vers l'antenne, limitant ainsi la pollution du spectre électromagnétique et les pertes de puissance inutiles.

Le filtre DC permet le passage de la composante continue vers le dispositif électronique à alimenter et bloque toutes les composantes RF, dont la composante fondamentale.

Un circuit d'adaptation d'impédance est placé entre le filtre RF et la diode garantissant une bonne adaptation entre les deux pour un transfert de puissance maximal.

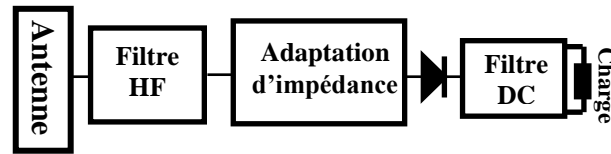


Figure II. 4. Schéma classique d'une rectenna

II.4.3. Critère de mérite

Une rectenna est généralement caractérisée par deux critères à savoir la tension de sortie et/ou le rendement de conversion.

Le rendement de conversion est la capacité à récupérer de l'énergie radiofréquence et à la transformer en signaux continus. Il y a deux types de rendement, le rendement de conversion RF-DC et le rendement global.

Le premier (rendement de conversion RF-DC) correspond au rapport de la puissance DC consommée par la charge sur la puissance à l'entrée du circuit de conversion RF-DC.

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \quad [Eq II. 4]$$

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad [Eq II. 5]$$

P_{DC} la puissance continue récupérée aux bornes de la charge de sortie

P_{in} la puissance RF en entrée du circuit de conversion (en sortie de l'antenne)

V_{DC} la tension DC aux bornes de la charge supposée résistive R_L

Le deuxième (rendement global) correspond au rapport de la puissance DC consommée par la charge sur la puissance captée à l'entrée de l'antenne réceptrice de la rectenna. Le rendement global est exprimé par l'équation II.4.

$$\eta_G = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad [Eq II. 6]$$

$$P_{RF} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \times G_r \times S_{RF} \quad [Eq II. 7]$$

G_r correspond au gain de l'antenne de réception

S_{RF} représente la densité de puissance présente à la surface de l'antenne de réception (W/m^2)

Le deuxième rendement tient compte de l'efficacité et du gain de l'antenne. De plus si l'adaptation entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC n'est pas idéale, le rendement η_{RF-DC} sera inférieur au rendement η_G .

Nous trouvons donc des rectennas optimisées pour avoir la tension de sortie la plus élevée et d'autres pour avoir un meilleur rendement.

La charge connectée au bout de la rectenna a une influence considérable sur les critères de performances de la rectenna [II.9]. Le rendement et la tension de sortie ne sont pas affectés de la même manière.

La figure II.5 présente par exemple le rendement global ainsi que la tension de sortie calculés grâce à une simulation sous ADS pour une structure de rectenna mono diode montée en série qui sera exposée par la suite. On peut en déduire que le rendement de la rectenna est optimal pour une valeur de charge donnée, qui est dans ce cas aux alentours de 10 k Ω . Cette valeur de charge optimale, qui maximise le rendement du convertisseur, n'est pas connue au préalable. Une étude paramétrique est nécessaire pour trouver la valeur optimale de la charge. Une rectenna optimisée en tension a tendance à avoir une charge optimale importante par rapport à une rectenna optimisée en rendement.

La tension de sortie de la rectenna augmente avec la charge. Cependant, lorsque la charge atteint des valeurs importantes, la tension de sortie commence à saturer. La puissance DC diminue par conséquent et donc le rendement de conversion.

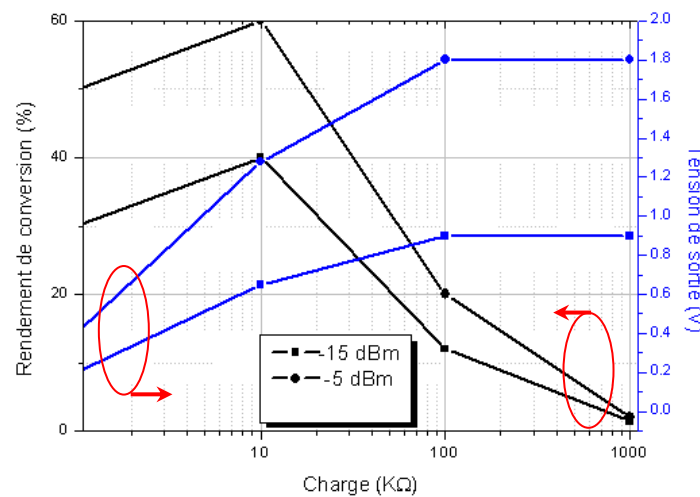


Figure II. 5. Tension de sortie et rendement de conversion en fonction de la résistance de sortie pour deux puissances différentes en entrée

II.4.4. Topologies de circuit de conversion RF-DC

Plusieurs topologies de convertisseurs RF-DC ont été développées en fonction du nombre de diodes et de l'emplacement de la (ou des) diode(s).

II.4.4.1 Topologie série

Dans cette configuration, présentée à la figure II.6, la diode est placée entre le filtre RF et le filtre DC.

L'avantage de cette topologie est essentiellement lié à la facilité de réalisation et permet la récupération de faibles niveaux de puissances (il y a moins de composants et par conséquent moins de pertes).

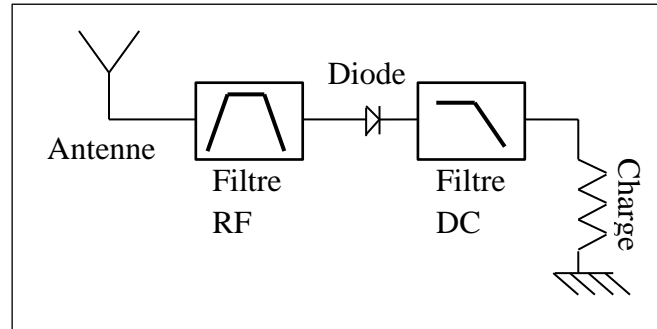


Figure II. 6. Topologie de la rectenna mono diode série

Plusieurs travaux ont été basés sur la topologie série [II.10-II.12]. Dans [II.13] une efficacité globale de 63% a été atteinte pour une puissance à l'entrée de la rectenna de 25 mW. L'antenne de réception de la rectenna est un patch multicouche présentant un gain de 7 dB. La figure II.7 présente une photographie du circuit réalisé pour 5.8 GHz.

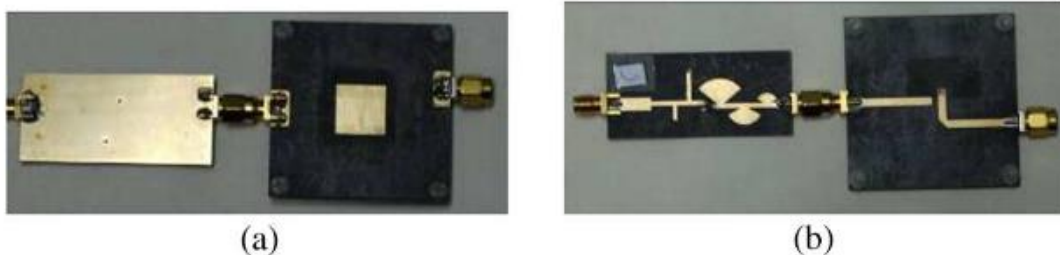


Figure II. 7. Photographie de la rectenna [II.13] a) vue de face b) vue de derrière

II.4.4.2 Topologie parallèle

Dans cette configuration, la diode est placée en parallèle entre les deux blocs de filtrage comme le décrit la figure II.8. Cette topologie permet aussi la récupération de faibles niveaux de puissances, pour la même raison que la topologie série, avec des rendements élevés. L'anode ou la cathode de la diode est connectée à la masse. L'inconvénient de cette topologie est, dans le cas de structures non différentielles, lié à la réalisation et à la reproductibilité du via surtout dans le cas de substrats souples.

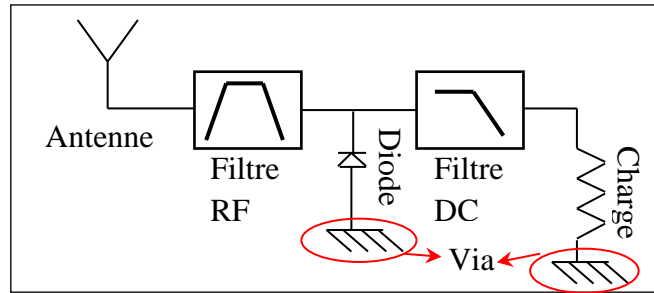


Figure II. 8. Topologie de la rectenna mono diode en parallèle

Plusieurs travaux se sont basés sur cette topologie [II.14-II.15]. Déjà en 1998, McSpadden [II.16] a proposé une rectenna à 5.8 GHz en technologie Stripline coplanaire présentant une efficacité de conversion de 82% pour une puissance d'entrée de 50 mW et une charge de 327 Ω . Le schéma de la rectenna est présenté sur la figure II.9.

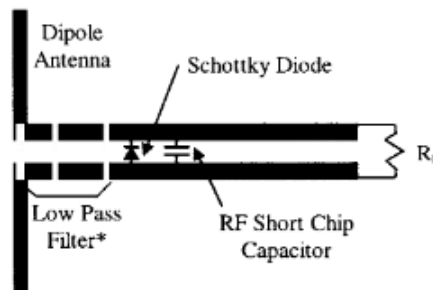


Figure II. 9. Layout de la rectenna [II.16]

Les niveaux de tension de sortie pour les deux topologies série et parallèle sont faibles (autour de 1 V pour une puissance de 10 dBm à l'entrée du convertisseur RF-DC pour une charge de 300 Ω).

II.4.4.3 Topologie en doubleur de tension

La topologie doubleur de tension (figure II.10) est une association de deux topologies série et parallèle afin de produire une plus forte tension DC en sortie de la rectenna. Ce type de circuits permet, dans le cas de forts signaux, le redressement des deux alternances et par conséquent la tension récupérée est plus élevée que les topologies simples diode (typiquement 2.5 V pour une puissance de 10 dBm à l'entrée du convertisseur RF-DC et une charge de 1 K Ω).

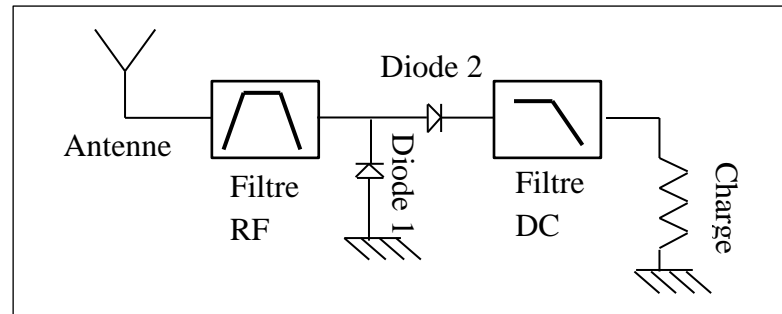


Figure II. 10. Topologie de la rectenna en doubleur de tension

Une rectenna en doubleur de tension utilisant la diode HSMS-2862 a été présentée lors du concours IMS 2012 pour la récupération d'énergie [II.17]. Le filtre RF, DC et le circuit d'adaptation sont basés sur des composants CMS comme le montre la figure II.11. Une efficacité de 60% a été mesurée pour une puissance d'entrée de 5mW. Une tension de sortie de 1.75 V est récupérée pour la même puissance d'entrée.

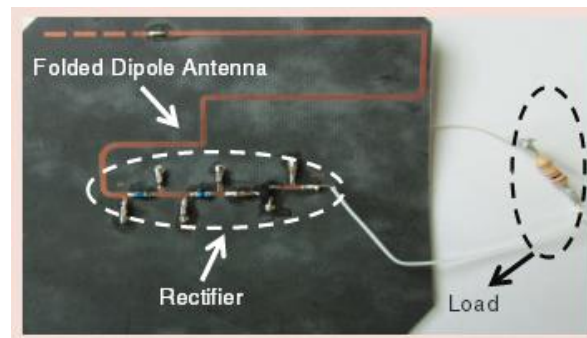


Figure II. 11. Rectenna gagnante du concours WEH d'IMS 2012

II.4.4.4 Topologie multi-diodes

Plusieurs autres topologies ont été développées dans le but d'augmenter la tension de sortie aux bornes de la rectenna tels que le pont de diodes ou les multiplieurs. Dans [II.18] le circuit de conversion est basé sur un pont de diodes comme décrit sur la figure II.12 et réalisé sur un substrat RT/Rogers Duroid 5880. Pour une puissance reçue au niveau de l'antenne de réception de 26.22 mW (14.18 dBm), une tension de sortie de 3.6 V a été récupérée.

Une autre topologie double diode en série a été proposée aussi par Hakim Takhedmit [II.18]. Le circuit est conçu pour des applications à 2.45 GHz. Des stubs quarts d'ondes sont utilisés pour filtrer la puissance à 2.45 GHz et isoler la charge. La figure II.12b décrit le circuit de conversion proposé.

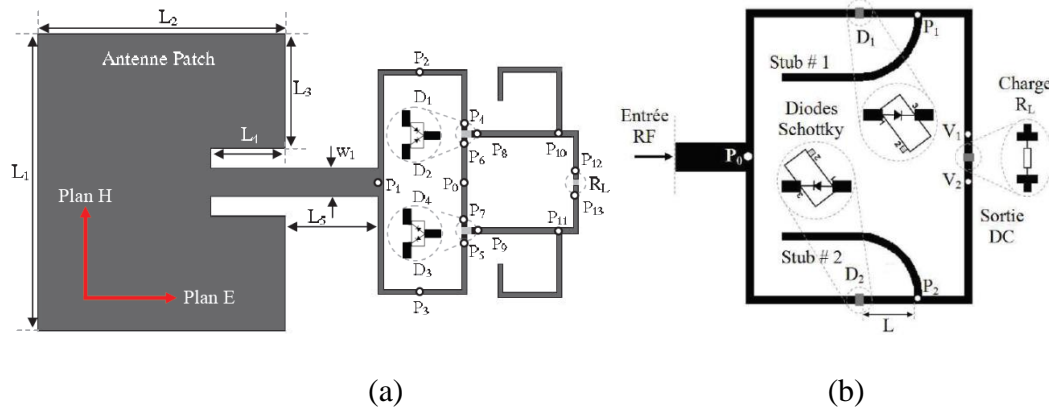


Figure II. 12. Layout de la rectenna en topologie a) pont de diode, b) double diode [II.18]

Dans [II.19], une autre topologie basée sur quatre diodes a été étudiée. L'objectif de cette structure est de permettre l'obtention d'un fort rendement de conversion sur une gamme extrêmement large de charges. Le rendement obtenu est toujours au-dessus de 60 % lorsqu'on varie la charge aux bornes de la rectenna de 100 Ω à 5 k Ω et la puissance à l'entrée du convertisseur RF-DC de 40 à 100 mW. La figure II.13 décrit le circuit de conversion RF-DC proposé ainsi qu'une photographie.

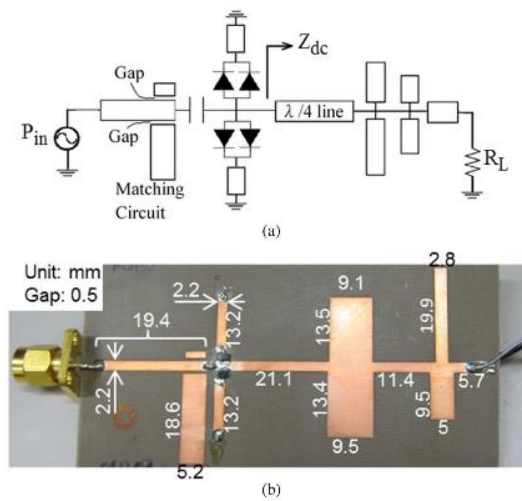


Figure II. 13. a) Structure du circuit de conversion proposé b) photographie du circuit [II.19]

II.4.4.5 Réseau de rectennas

Afin d'augmenter le rendement et/ou la tension de sortie du circuit, des réseaux de rectennas ont été proposés. Les rectennas ont été associées de manières différentes comme le montre la figure II.14: en série, en parallèle ou en cascade [II.20].

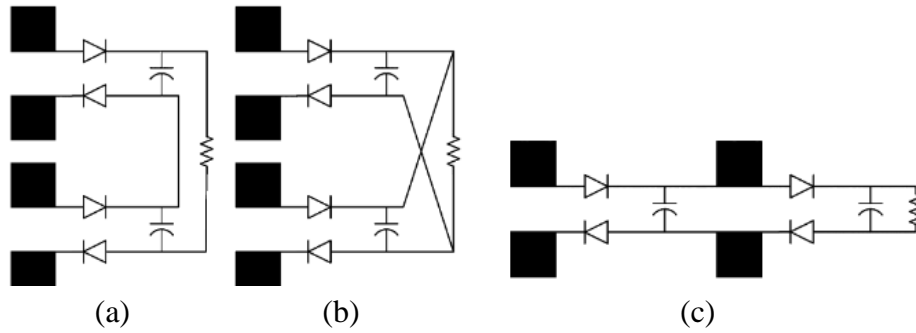


Figure II. 14. Différentes topologies de connexion a)série, b) parallèle et c) cascade [II.20]

En 1998, Shinohara [II.21] propose un réseau de rectennas de 3.2 m x 3.6 m composé de 256 sous-réseaux à 2.45 GHz. Chaque sous-réseau comporte 9 rectennas reliées en parallèle entre elles. Côté émetteur, une puissance de 5 kW a été générée par un magnétron et a été rayonnée à partir d'une antenne parabolique d'un diamètre de 3 m placée à 42 m du réseau de rectennas. Une puissance de 742 W a été obtenue.

En 2010, Hakim Takhadmit a présenté dans sa thèse un réseau de 2 et 4 rectennas.

Dans [II.22], différents réseaux d'antennes ont été présentés. La cellule de base se compose de quatre patchs et une diode Schottky « Metelics, MSS20145-B10B ». L'interconnexion série, parallèle pour simple ou double redressement entre cellules a été étudiée. L'interconnexion série consiste à relier chaque plan de masse du côté de la cathode au plan de masse du côté de l'anode de la cellule adjacente par un fil de cuivre comme le montre la figure II.15a. La tension totale obtenue est égale à N fois la tension d'une cellule. Une tension de 400 mV a été obtenue pour un réseau de 4 rectennas en comparaison à 0.1 mV obtenu pour un rectenna seule et pour une densité de puissance de 30 mW/m².

L'interconnexion parallèle consiste à relier les plans de masse par un fil conducteur comme le montre la figure II.15b. Le courant continu circule à cause de la différence de potentiel entre les plans de masse séparés. Le courant total obtenu est égal à N fois le courant obtenu par une cellule. Un courant de 1.2 mA a été obtenu pour un réseau de 4 rectennas en comparaison à 0.3 mA obtenu pour un rectenna seule et pour une densité de puissance de 30 mW/m².

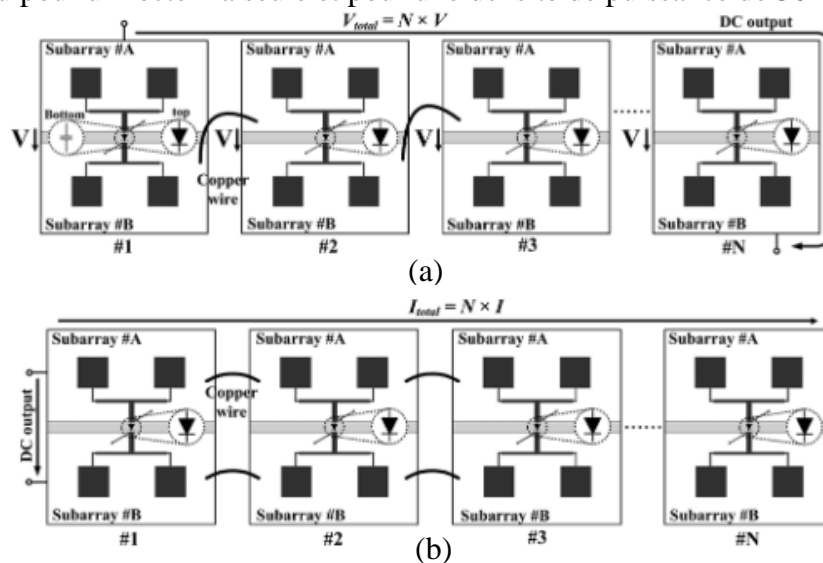


Figure II. 15. Topologies a) série, b) parallèle d'interconnexion entre rectennas [II.22]

Dans [II.23], un réseau de trois convertisseurs RF-DC a été présenté pour une conversion bi-bande, basée sur un coupleur hybride (figure II.16). Le circuit proposé permet d'obtenir des performances comparables à 1.8 et à 2.45 GHz. Les tensions de sortie DC mesurées sont égales à 900 mV, et les efficacités sont de l'ordre de 49% pour une charge de 8.8 k Ω et une puissance d'entrée RF de -10 dBm. Le circuit est alimenté par un signal RF injectant les deux fréquences simultanément.

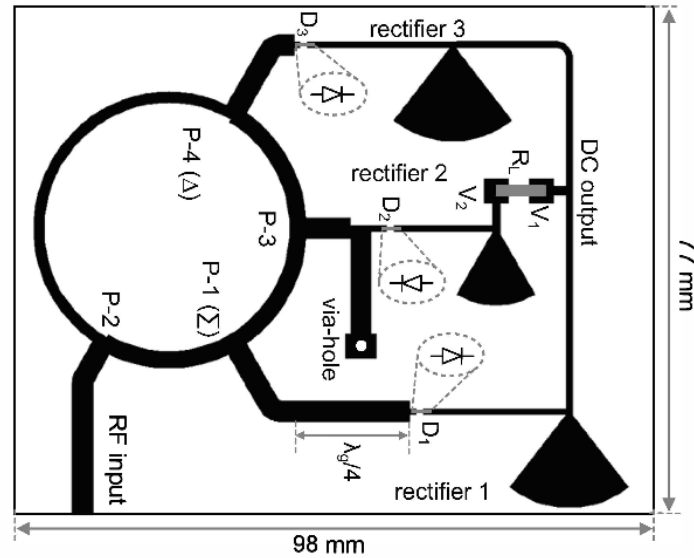


Figure II. 16. Schéma du convertisseur RF-DC double fréquences [II.23]

Le tableau II.3 regroupe les performances des différentes topologies de convertisseurs RF-DC pour une même puissance incidente à l'entrée du convertisseur RF-DC. Les charges aux bornes des circuits sont par contre différentes d'un circuit à un autre.

Structure	Tension récupérée (pour une puissance incidente de 10 dBm)	Rendement (pour une puissance incidente de 10 dBm)
Mono diode série	1V ($R_L = 200-300 \Omega$)	65 % - 80%
Mono diode parallèle	1V ($R_L = 300-500 \Omega$)	70 %
Doubleur de tension	2.5V ($R_L = 1 \text{ k}\Omega$)	68 %
Multi diodes	2.6 V (pont de diodes) 2.3 V (double diodes série) pour $R_L = 1 \text{ k}\Omega$	65%

Tableau II. 3. Tableau comparatif des performances des différentes topologies de convertisseurs RF-DC

II.5. Antennes planaires

Une antenne est un élément passif qui transforme une puissance électrique en une onde électromagnétique et réciproquement. Le rôle de l'antenne dans le cadre de la récupération d'énergie est de collecter l'énergie à partir d'une source, par exemple l'énergie que délivre un smartphone ou une borne Wi-Fi ou à partir de l'énergie RF ambiante. Dans le cadre de cette application, les antennes planaires sont privilégiées. En effet, elles sont caractérisées par une faible masse, un encombrement réduit et par la facilité de réalisation. Les antennes imprimées sont difficiles à étudier à cause de l'inhomogénéité du milieu qui les supporte (substrat/air).

Les conditions aux limites deviennent très complexes, en particulier à l'interface air-substrat ce qui rend difficile la résolution des équations de Helmholtz. Différentes méthodes numériques sont utilisées pour étudier les caractéristiques électriques des antennes planaires. Parmi les méthodes, on peut citer la méthode « Finite Difference in Time Domain » qui est une méthode du domaine temporel et qui nécessite un maillage 3D cubique, la méthode des moments (« Moments Method » (MoM)) qui est une méthode du domaine fréquentiel nécessitant un maillage rectangulaire ou triangulaire et la méthode des éléments finis (« Finite Element Method ») qui est une méthode fréquentielle et qui nécessite un maillage 3D de petits éléments finis, souvent des tétraèdres.

Nous allons présenter dans cette partie les caractéristiques de l'antenne qui sont importantes dans le cas de la récupération de l'énergie.

II.5.1. Zone de rayonnement

Le champ électromagnétique rayonné ne varie pas de la même manière en tout point de l'espace. La figure II.17 décrit la courbe de variation de la densité de puissance en fonction de la distance. On distingue trois zones de rayonnement :

La première zone est la zone de Rayleigh appelée aussi zone de champ proche. Elle est définie entre la distance 0 de l'antenne et la distance $D^2/2\lambda$. D étant le diamètre de la surface circulaire équivalente à la surface effective de rayonnement de l'antenne.

La deuxième zone dite zone de Fresnel correspond à une distance comprise entre $D^2/2\lambda$ et $2D^2/\lambda$. Cette zone est décrite comme fluctuante. La densité de puissance fluctue en fonction de la distance.

La troisième zone est la zone de champ lointain ou appelée zone de Fraunhofer. Elle correspond à une distance de l'antenne supérieure à $2D^2/\lambda$.

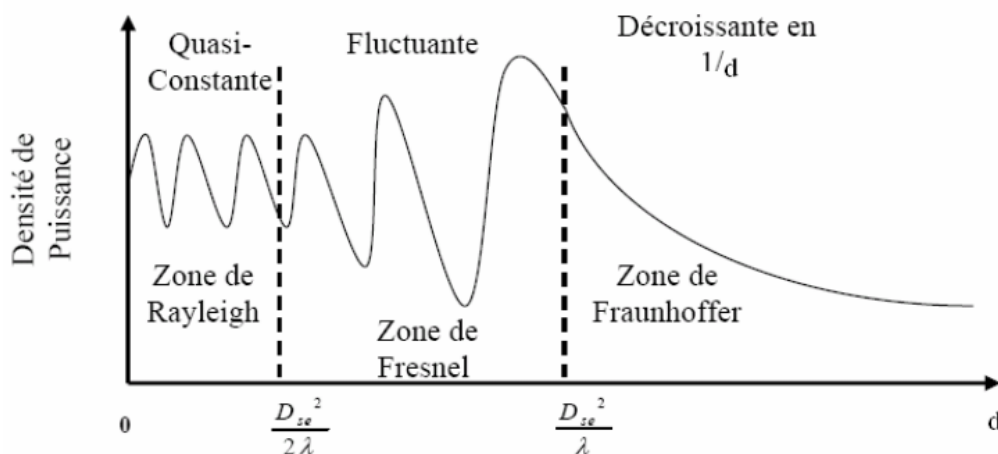


Figure II. 17. Evolution de la densité de puissance en fonction de la distance

II.5.2. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation graphique de la distribution de la puissance rayonnée en fonction des coordonnées spatiales, généralement dans un plan de coupe horizontal ou vertical. Le diagramme de rayonnement dépend du type d'antenne. Dans le cas de la récupération d'énergie à partir d'une source donnée (ou transfert d'énergie), le diagramme de rayonnement de l'antenne de réception doit être directif. Nous proposons dans les figures II.18 et II.19 les diagrammes de rayonnements correspondants à deux types d'antennes différentes : une omnidirectionnelle dans le plan perpendiculaire au monopôle, il s'agit d'une antenne monopôle, et une antenne patch qui est directive.

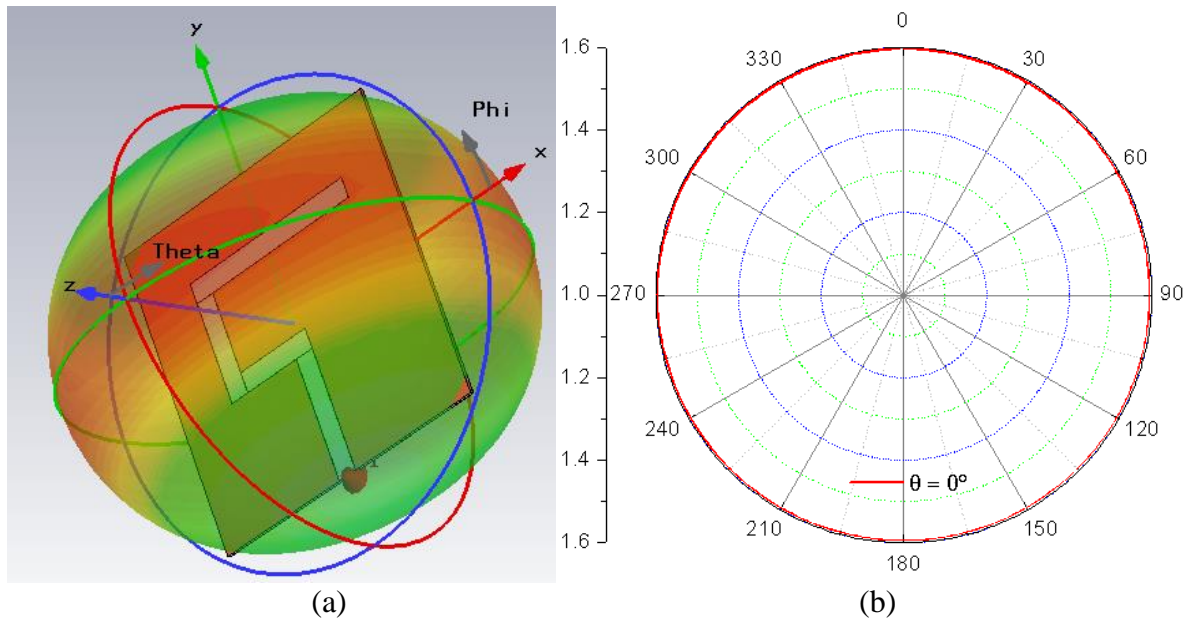


Figure II. 18. Diagramme de rayonnement d'une antenne monopôle en a) 3D, b) dans le plan E

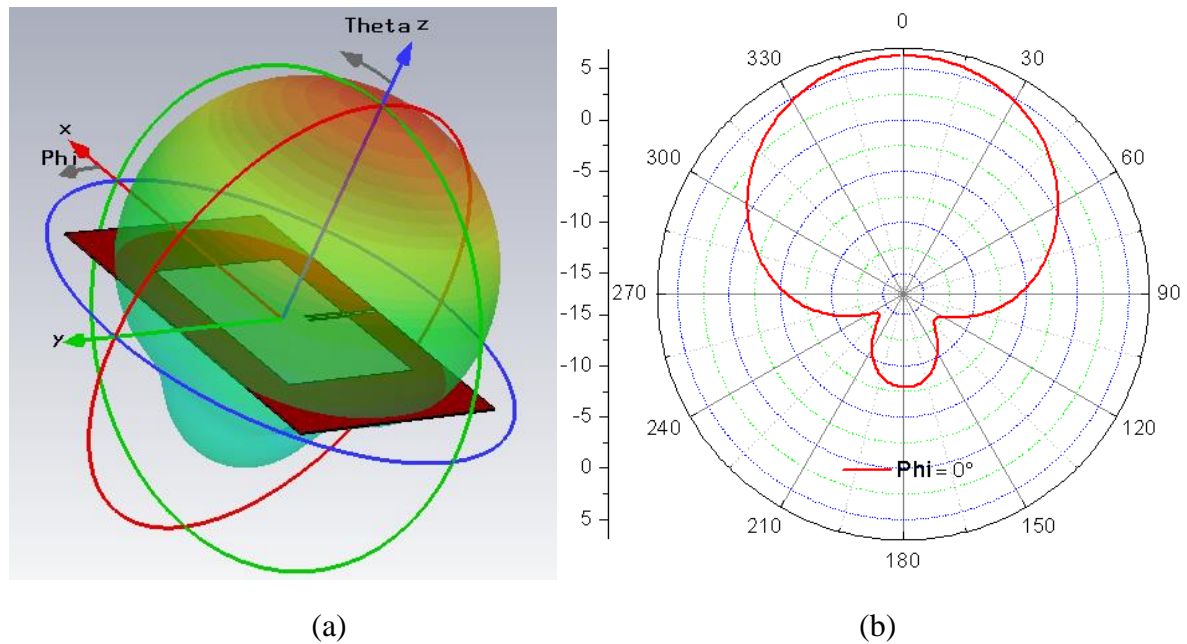


Figure II. 19. Diagramme de rayonnement d'une antenne Patch en a) 3D, b) dans le plan E

II.5.3. Gain et directivité

La directivité est une caractéristique reliée à la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne. Elle est définie dans [II.24] comme étant le rapport entre la densité de puissance dans une direction donnée et la densité de puissance d'une antenne isotrope.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ray}} \quad [Eq II. 8]$$

U correspond à l'intensité de rayonnement (W/angle solide)

U_0 correspond à la densité de puissance rayonnée par une antenne isotrope (W/angle solide)

et P_{ray} correspond à la puissance totale rayonnée par l'antenne (W)

Le gain d'une antenne est une autre caractéristique pour décrire les performances de celle-ci. C'est un paramètre qui prend en compte l'efficacité de l'antenne. Le gain dans une direction donnée peut être exprimé par le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction ($P_r(\theta, \varphi)$) et la puissance absorbée ($P_a(\theta, \varphi)$) par une antenne isotrope.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P_r(\theta, \varphi)}{P_a(\theta, \varphi)/4\pi} \quad [eq II. 9]$$

Dans une antenne, la puissance d'alimentation n'est pas rayonnée en totalité. Il existe différents type de pertes qui interviennent dans les performances de l'antenne et qui définissent l'efficacité η d'une antenne. Il existe les pertes intrinsèques au matériau telles que les pertes diélectriques qui sont dues au type du substrat et à la valeur de sa tangente de pertes, les pertes conductrices dans le matériau conducteur, mais aussi les pertes d'adaptation à l'entrée de l'antenne.

$$\eta = \frac{G}{D} = \frac{P_r}{P_a} \quad [Eq II. 10]$$

II.5.4. Antennes pour rectennas

Plusieurs antennes planaires ont été développées dans le cadre de la récupération d'énergie. Les antennes patch sont les plus répandues [II.25- II.26]. Une antenne a été conçue sur substrat multicouches et a été présentée dans [II.27]. Il s'agit d'une antenne bi-bandes ou un patch rayonne à 2.45 GHz et un anneau carré rayonne à 940 MHz. L'élément rayonnant est alimenté par couplage électromagnétique à travers une ouverture sur le plan de masse. La figure II.20 décrit l'antenne. L'antenne est directive et présente un gain simulé de 6.1 dBi à 940 MHz et de 6.6 dBi à 2.45 GHz.

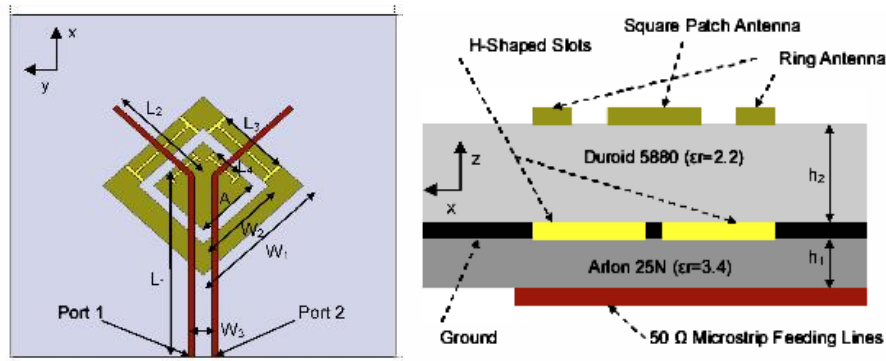


Figure II. 20. Vue de face et de profil de l'antenne [II.27]

Le dual du patch à savoir une antenne fente à 900 MHz a aussi été exploitée pour réaliser des rectennas. Dans [II.28], une antenne à fente réalisée sur substrat flexible (pour courber l'antenne) a été présentée. Un plan réflecteur est collé sur l'autre face de l'antenne afin d'améliorer sa directivité. A l'entrée de l'antenne, un circuit d'adaptation d'impédance à base de capacités inter-digitées a été optimisé afin d'adapter l'antenne à 50 Ω . Le schéma de l'antenne ainsi que le circuit d'adaptation sont donnés dans la figure II.21a. Les résultats de simulation ont été montrés pour l'antenne plate et courbée. Les antennes réalisées ainsi que leurs diagrammes de rayonnement sont décrits dans la figure II.21b et c. Les courbes montrent que la courbure n'a pas d'influence sur le rayonnement de cette antenne.

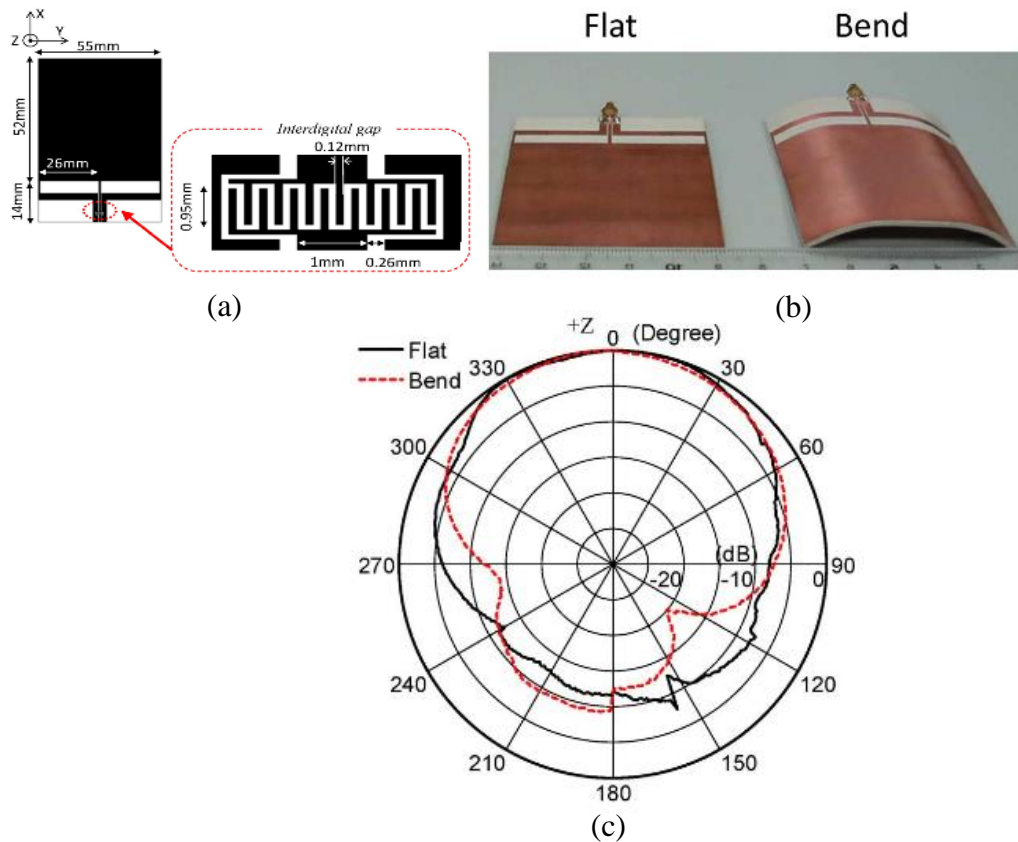


Figure II. 21. a) Antenne à fente et circuit d'adaptation associés présentés dans [II.28], b) photographie des antennes plate et courbée fabriquées, c) diagrammes de rayonnement des antennes plate et courbée

Les antennes dipôles sont également largement utilisées. Elles ont l'avantage d'être facilement adaptées par rapport à l'impédance de la diode. Les mêmes techniques utilisées pour la technologie RFID sont exploitées. Dans [II.29], H.J. Visser présente les étapes d'adaptation d'une antenne dipôle à l'impédance de la diode HSMS-2850. L'antenne réalisée présente une impédance d'entrée de $(11+j109) \Omega$. Une photographie de l'antenne dipôle imprimée sur substrat plastique est décrite dans la figure II.22a. Pour améliorer la directivité du dipôle, une structure EBG (Electromagnetic Band Gap ou structure à bandes interdites) a été ajoutée comme plan de masse. La directivité obtenue est entre 8.8 dBi et 9 dBi pour une bande de fréquences entre 2.43 GHz et 2.46 GHz.

La figure II.22b présente l'antenne gagnante lors du concours IMS 2012 pour la récupération d'énergie à 900 MHz. Il s'agit d'une antenne dipôle repliée et réalisée sur les deux faces du substrat afin de gagner de l'espace. Le gain mesuré de l'antenne est de 1.84 dB.

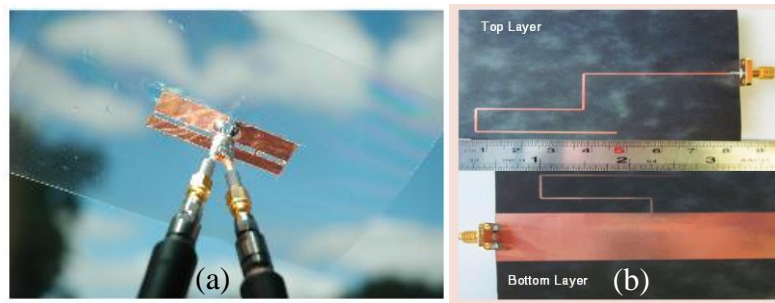


Figure II. 22. a) Photographie de l'antenne dipôle réalisée dans [II.29], b) L'antenne gagnante du concours IMS 2012

D'autres types d'antennes ont été développés. Dans [II.30] une antenne Vivaldi modifiée a été conçue pour la fréquence 2.45 GHz. Le schéma de l'antenne a été décrit dans la figure II.23. Des fentes de longueurs $\lambda/2$ à 2.45 GHz ont été ajoutées sur la face arrière de l'antenne (figure II.23c) dans le but de modifier le diagramme de rayonnement. Les figure II.24 a et b décrivent les diagrammes de rayonnement avec et sans les fentes. La directivité de l'antenne a été améliorée de 2 dBi.

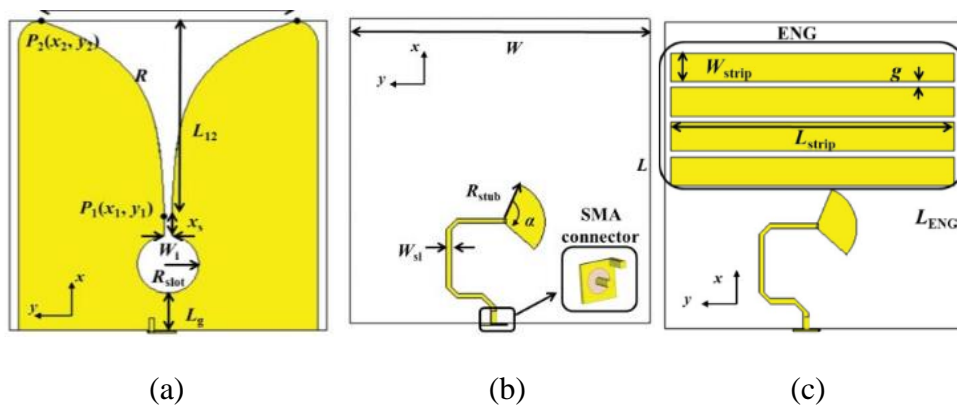


Figure II. 23. Layout de l'antenne Vivaldi [II.30] a) vue de face, b) vue de derrière sans fente, c) vue de derrière avec fentes

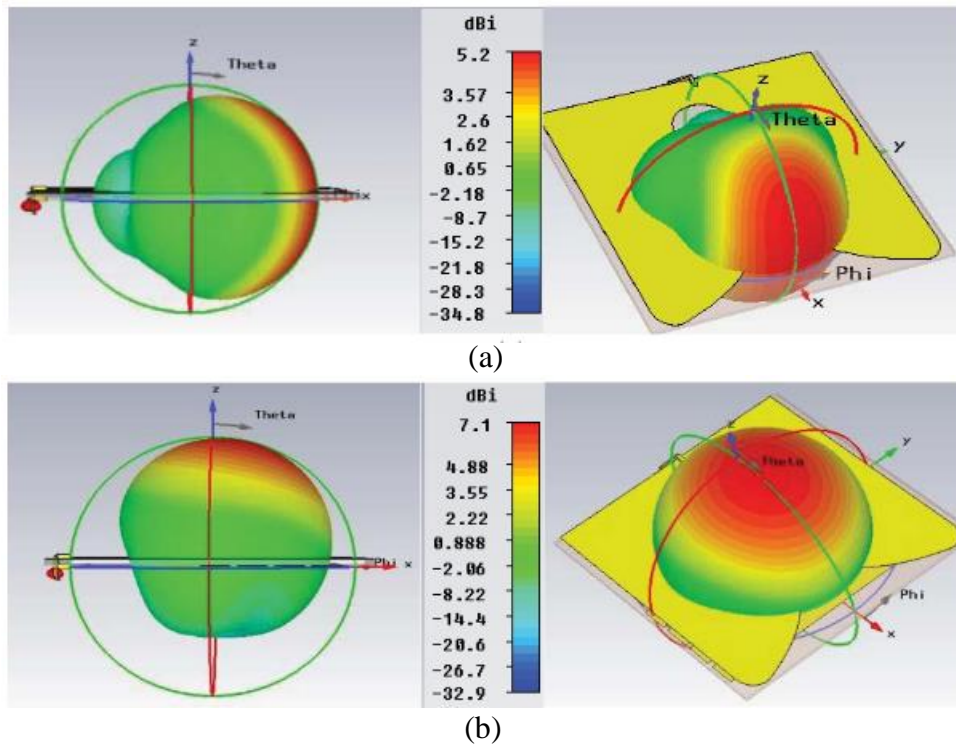


Figure II. 24. a) Diagrammes de rayonnement avant ajout des fentes, b) après ajout des fentes

Un réseau de quatre antennes patch a été présenté dans [II.31]. Un diviseur de puissance sous forme de jonction en T et un transformateur quart d'ondes ont été utilisés pour coupler la puissance. Un réflecteur en aluminium est placé à environ 24 mm à l'arrière de l'antenne afin de réfléchir le rayonnement arrière et augmenter ainsi le gain de l'antenne. La figure II.25 décrit le réseau d'antennes patch ainsi que leurs interconnexions. Sur la face arrière de l'antenne, des fentes ont été ajoutées sur le plan de masse de l'antenne afin de réduire la taille des antennes. La taille globale du réseau d'antenne a été réduite de 10 %.

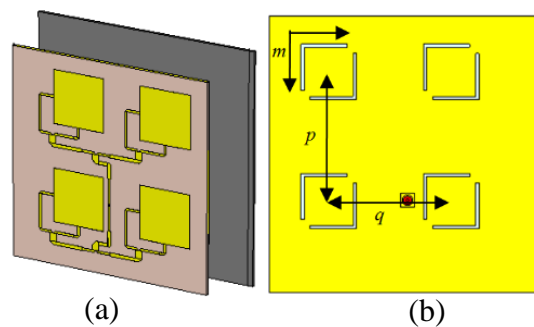


Figure II. 25. Layout du réseau d'antennes a) face avant, b) face arrière [II.31]

Une structure originale a été présentée dans [II.32]. L'antenne conçue est une antenne Yagi planaire réalisée sur substrat flexible. Le circuit de conversion RF-DC est intégré à l'intérieur de l'antenne afin de rendre la rectenna compact comme le montre la figure II.26. De plus, l'impédance à l'entrée de l'antenne a été optimisée de telle sorte qu'elle soit le conjugué de l'impédance de la diode pour éviter de rajouter un bloc d'adaptation. Ce circuit a été présenté lors de la conférence IMS 2013 pour la « Student Competition ».

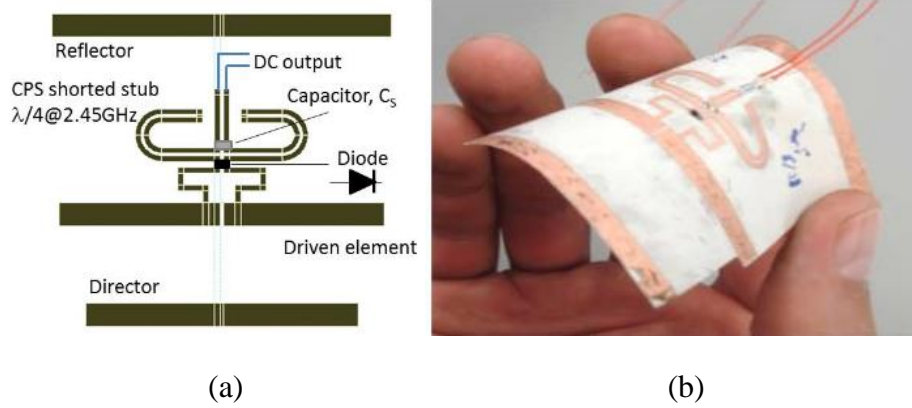


Figure II. 26. a) Structure de l'antenne Pifa et du convertisseur intégré dedans [II.32], b) Photographie de la rectenna

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons parcouru les travaux récents concernant le domaine de la récupération d'énergie pour des applications d'alimentation de dispositifs à faible consommation. Il a été montré, au travers des différents travaux développés, que cette technique d'alimentation est potentiellement intéressante. En effet, cela peut rendre les systèmes électroniques plus autonomes et plus flexibles quant à leurs emplacements. La principale difficulté réside dans le rendement global qui inclue les pertes dans l'espace libre entre les deux antennes en émission et en réception et le rendement de conversion RF-DC qui dépend principalement de la sensibilité de la diode utilisée et de son adaptation par rapport au reste du circuit.

Les objectifs de cette thèse consistant à modéliser, optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des systèmes de conversion RF-DC innovants sur substrat organique pour l'alimentation d'afficheurs électrochromes, nous aborderons au travers des chapitres suivants les difficultés rencontrées pour fusionner récupération d'énergie et substrats organiques. Le choix de la topologie qui donne les moindres pertes diélectriques et adaptée aux substrats souples sera explicité. Nous décrirons également les différents outils de simulation et d'optimisation utilisés ainsi que les résultats obtenus.

II.7. Références Bibliographiques

- [II.1] Brown, William C., "The History of Power Transmission by Radio Waves," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.32, no.9, pp.1230-1242, Sep 1984 doi: 10.1109/TMTT.1984.1132833
- [II.2] G.P. Edward, "Power from the Sun: Its future," *Science*, Vol. 162, no. 3856, pp. 857-861, Nov. 1968.
- [II.3] Pignolet G., Vassaux D., Celeste A., "Grand-Bassin: a step on the ladder to energy from space", *The High Frontier Conference* - May 6-9, 1999 - Princeton, N.J. USA
- [II.4] Agence nationale des fréquences, « rapport annuel 2012 »
- [II.5] http://www.sante.gouv.fr/IMG/pdf/ANFR_-_antennes-terminaux-2.pdf
- [II.6] <http://www.radiofrequences.gouv.fr/spip.php?article39>
- [II.7] Kammoun, S.; Pothin, J-P ; Cousin, J-C ; "Principes et challenges de la localisation par Bluetooth", *journées scientifiques 25/26 Mars 2014*, URSI France
- [II.8] <http://www.radiofrequences.gouv.fr/spip.php?article91>
- [II.9] Adami S.E, Degrenne N., Haboubi W., Takhedmit H., Labrousse D., Costa F., Allard B., Lan Sun Luk, J.D.; Cirio, L.; Picon, O.; and Vollaïre, C., "Ultra-Low Power, Low Voltage, Self-Powered Resonant DC-DC Converter for Energy Harvesting", *Journal of Low Power Electronics*, Vol. 9, 1-15, 2013.
- [II.10] Harouni, Z.; Cirio, L.; Osman, L.; Gharsallah, A.; Picon, O., "A Dual Circularly Polarized 2.45-GHz Rectenna for Wireless Power Transmission," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.10, pp.306-309, 2011
- [II.11] Douyère, A. ; "Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement", thèse soutenue à l'Université de Réunion en 2008
- [II.12] Akkermans, J. A G; van Beurden, M.C.; Doodeman, G. J N; Visser, H.J., "Analytical models for low-power rectenna design," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol.4, pp.187-190, 2005
- [II.13] Xue-Xia, Y.; Chao, J.; Elsherbeni, A.Z.; Fan, Y.; Ye-Qin, W.; "A Novel Compact Printed Rectenna for Data Communication Systems," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.61, no.5, pp.2532-2539, May 2013
- [II.14] Fang Zhang; Hee Nam; Jong-Chul Lee, "A novel compact folded dipole architecture for 2.45 GHz rectenna application," *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, pp.2766-2769, 7-10 Dec. 2009
- [II.15] Takacs, A; Aubert, H.; Fredon, S.; Despoisse, L.; Blondeaux, H., "Microwave Power Harvesting for Satellite Health Monitoring," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.62, no.4, pp.1090-1098, April 2014
- [II.16] McSpadden, J.O.; Lu Fan; Kai Chang, "Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.46, no.12, pp.2053-2060, Dec 1998
- [II.17] Ladan, S.; Ghassemi, N.; Ghiotto, A.; Ke Wu, "Highly Efficient Compact Rectenna for Wireless Energy Harvesting Application," *Microwave Magazine, IEEE*, vol.14, no.1, pp.117-122, Jan.-Feb. 2013

- [II.18] Hakim Takhadmit, "Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz," Ecole Centrale de Lyon, Thèse de doctorat 2010.
- [II.19] Yong Huang; Shinohara, N.; Mitani, T., "A Constant Efficiency of Rectifying Circuit in an Extremely Wide Load Range," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.62, no.4, pp.986-993, April 2014
- [II.20] Ren, Y-J.; Chang, K., "5.8-GHz circularly polarized dual-diode rectenna and rectenna array for microwave power transmission," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.54, no.4, pp.1495-1502, June 2006
- [II.21] Shinohara, N.; Matsumoto, H., "Experimental study of large rectenna array for microwave energy transmission," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.46, no.3, pp.261-268, Mar 1998
- [II.22] Sakamoto, T.; Ushijima, Y.; Nishiyama, E.; Aikawa, M.; Toyoda, I., "5.8-GHz Series/Parallel Connected Rectenna Array Using Expandable Differential Rectenna Units," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.61, no.9, pp.4872-4875, Sept. 2013
- [II.23] Takhadmit, H.; Cirio, L.; Saddi, Z.; Lan Sun Luk, J.D.; Picon, O., "A novel dual-frequency rectifier based on a 180° hybrid junction for RF energy harvesting," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, vol., no., pp.2472-2475, 8-12 April 2013
- [II.24] Balanis, C.A., "Antenna Theory, Analysis and design," 2nd edition, John Wiley and sons Inc.
- [II.25] Douyere, A; Lan Sun Luk, J.D.; Alicalapa, F., "High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design," *Electronics Letters*, vol.44, no.24, pp.1409-1410, November 2008
- [II.26] Tudose, D.S.; Voinescu, A, "Rectifier Antenna Design for Wireless Sensor Networks," *Control Systems and Computer Science (CSCS), 2013 19th International Conference on*, pp.184-188, 29-31 May 2013
- [II.27] Haboubi, W.; Takhadmit, H.; Picon, O.; Cirio, L., "A GSM-900 MHz and WiFi-2.45 GHz dual-polarized, dual-frequency antenna dedicated to RF energy harvesting applications," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, pp.3959-3961, 8-12 April 2013
- [II.28] Kanaya, H.; Tsukamaoto, S.; Hirabaru, T.; Kanemoto, D.; Pokharel, R.K.; Yoshida, K., "Energy Harvesting Circuit on a One-Sided Directional Flexible Antenna," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.23, no.3, pp.164-166, March 2013
- [II.29] Visser, H.J., "Printed folded dipole antenna design for rectenna and RFID applications," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, pp.2852-2855, 8-12 April 2013
- [II.30] Congedo, F.; Monti, G.; Tarricone, L.; Bella, V., "A 2.45-GHz Vivaldi Rectenna for the Remote Activation of an End Device Radio Node," *Sensors Journal, IEEE*, vol.13, no.9, pp.3454-3461, September 2013
- [II.31] Ismail, M.F.; Rahim, M.K.A.; Hamid, M.R.; Majid, H.A.; Yusof, M.F.M., "Compact dual-fed slotted circular polarization antenna with reflector for RF energy harvesting," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, pp.2096-2099, 8-12 April 2013

[II.32] Popovic, Z.; Korhummel, S.; Dunbar, S.; Scheeler, R.; Dolgov, A; Zane, R.; Falkenstein, E.; Hagerty, J., "Scalable RF Energy Harvesting," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.62, no.4, pp.1046-1056, April 2014

CHAPITRE III

Caractérisation des matériaux et composants

III.1. Introduction

L'objectif de ce travail de thèse est, rappelons-le, de concevoir des circuits de récupération d'énergie appelé aussi rectennas à l'état de l'art sur des substrats de type papier. Les éléments clés d'une rectenna sont :

- Une ou plusieurs diodes pour convertir la puissance RF en puissance continue. Par conséquent, le choix de la diode adéquate pour la fréquence de travail et pour les niveaux de puissance mis en jeu permettra de maximiser le rendement de celle-ci.
- Un afficheur électrochrome qui joue le rôle de la charge. Son impédance équivalente conditionne l'adaptation de l'ensemble du circuit et impacte directement ses performances. La connaissance du modèle équivalent des afficheurs électrochrome est essentielle.
- De plus, comme nous l'avons expliqué dans le chapitre I, les matériaux diélectriques et conducteurs ont une influence sur les performances du circuit à travers les pertes dans le diélectrique, l'épaisseur de l'encre déposée ainsi que la conductivité de l'encre. Le concepteur doit s'appuyer sur ces grandeurs électriques et physiques pour réussir l'adaptation entre différents blocs du circuit et par conséquent concevoir un circuit performant.

Dans ce chapitre, nous allons, dans un premier temps, décrire les différentes méthodes de caractérisation des substrats diélectriques, détailler les étapes de mesure de la permittivité complexe des substrats étudiés et donner les résultats de caractérisation. Le détail du type et de la composition des substrats caractérisés est présenté en annexe. Nous extrairons également les caractéristiques du matériau conducteur. Ensuite, la diode sera modélisée en régime petits et forts signaux. Les paramètres critiques pour la rectenna seront étudiés afin de choisir la diode commerciale adéquate pour la bande de fréquences et les niveaux de puissances envisagés. Enfin, des mesures d'impédance et au potentiostat ont été réalisées afin de déduire le schéma équivalent de l'afficheur électrochrome.

III.2. Caractérisation des matériaux diélectriques

III.2.1. Méthodes envisageables

Lors de la conception, il est important de connaître les propriétés des matériaux diélectriques et conducteurs constituant le système de récupération d'énergie. Cela est d'autant plus important en technologie planaire puisque l'énergie du champ électromagnétique est confinée dans le substrat du dispositif.

De nombreux travaux de recherche ont porté sur la caractérisation des matériaux diélectriques et ont permis de développer plusieurs techniques de caractérisation notamment :

- La méthode de la sonde coaxiale [III.1]
- La méthode des plaques parallèles (ou la capacité) [III.1]
- La méthode de la cavité résonante [III.2], [III.3]
- La mesure en espace libre [III.4], [III.5]
- La méthode de la ligne de transmission [III.6]-[III.8]

De nombreux facteurs tels que la précision de mesure, la bande de fréquences de mesure, la commodité, la forme et la nature du matériau sont importants dans le choix de la technique de mesure la plus appropriée. Un tableau comparatif des différentes méthodes est décrit dans le tableau III.1.

Méthode de caractérisation	Brève description	Avantages/Inconvénients
Sonde coaxiale	La mesure est basée sur les champs dus aux effets de bords à l'extrémité de la sonde en circuit ouvert lorsqu'elle est en contact avec un matériau. La permittivité est déduite à partir de S_{11} .	Méthode large bande Restriction sur la forme et la composition de l'échantillon (plat, épais et sans gap d'air)
Plaques parallèles	Placer en sandwich une feuille mince de matériau entre deux électrodes pour former un condensateur. A partir des mesures à vide et chargée de la capacité ainsi formée, on en déduit la permittivité du matériau.	Précise En pratique, méthode réservée à des gammes de fréquences moyennes.
Cavité résonante	Basée sur la méthode des petites perturbations. Un échantillon est introduit à l'intérieur d'une cavité. La fréquence et le facteur de qualité sont modifiés. On en déduit la permittivité complexe.	Précise Valide uniquement à certaines fréquences correspondant aux modes de la cavité (bande étroite)
Espace libre	Placer l'échantillon entre 2 antennes. Mesurer la transmission.	L'échantillon doit être de grandes dimensions. Les antennes doivent être directives. Nombreux artefacts de mesure à corriger
Ligne de transmission	Utiliser le matériau à caractériser comme support pour des topologies planaires de type micro-ruban ou triplaque. Mesurer les paramètres S et en déduire la permittivité complexe du matériau.	Adaptée aux matériaux à fortes et faibles pertes. Large bande de fréquences. Mise en œuvre délicate dans le cas de matériaux souples ou non cuivrés.

Tableau III. 1. Comparaison entre les différentes méthodes de caractérisation des matériaux diélectriques

Notre choix s'est d'abord fixé sur la méthode de la ligne de transmission parce qu'elle est large bande et a priori facile à mettre en œuvre.

III.2.2. Méthode de la ligne de transmission

III.2.2.1 Principe

La méthode des lignes de transmission consiste à placer le matériau à caractériser comme support pour un dispositif à ligne micro-ruban. En supposant que le mode de propagation est

quasi-TEM dans cette ligne de longueur L , la constante de propagation est ainsi déduite indirectement de la mesure des paramètres S du dispositif. Ceux-ci sont mesurés, après étalonnage, avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA).

La constante de propagation γ pour un mode quasi-TEM s'exprime ainsi :

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon} \quad [Eq III. 1]$$

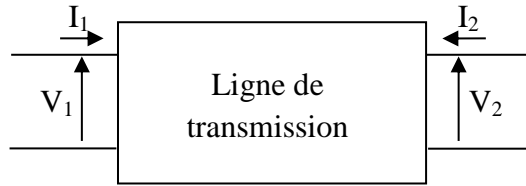
A partir de la constante de propagation, on en déduit pour un milieu non magnétique la permittivité complexe ε

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r = \varepsilon_0 (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'') = -\frac{\gamma^2}{\omega^2 \mu_0} \quad [Eq III. 2]$$

Ensuite les paramètres ε' et ε'' sont obtenus par identification des parties réelles et imaginaires. La tangente des pertes s'exprime ainsi :

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad [Eq III. 3]$$

La constante de propagation peut être déduite à partir des mesures des paramètres S .



$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad [Eq III. 4]$$

Les éléments de la matrice impédance peuvent être liés aux éléments de la matrice S pour retrouver la constante de propagation en fonction des paramètres S . La transformation des paramètres S pour les éléments de matrice d'impédance est donnée dans l'équation (III.5) et se trouve dans [III.9].

$$Z_{11} = \frac{((1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}^2)}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}^2} \quad [Eq III. 5a]$$

$$Z_{21} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}^2} \quad [Eq III. 5b]$$

La relation reliant la constante de propagation à matrice impédance est la suivante (III.6).

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_L + Z_c \tanh(\gamma L)}{Z_c + Z_L \tanh(\gamma L)} \quad [Eq III. 6]$$

Si on impose un circuit ouvert au port 2 dans l'équation III.6 et Z_{11} correspond à l'impédance d'entrée de la ligne de transmission, alors Z_{11} s'écrit :

$$Z_{11} = \frac{Z_c}{\tanh(\gamma_L)} \quad [Eq III. 7]$$

Si on impose un court-circuit au port 1, Z_{21} s'écrit :

$$Z_{21}^2 = Z_{22}^2 - \frac{V_2}{I_2} Z_{22} \quad [Eq III. 8]$$

L'impédance correspondante à V_2/I_2 dans les mêmes conditions s'écrit :

$$\frac{V_2}{I_2} = Z_c \tanh(\gamma_L) \quad [Eq III. 9]$$

On peut en déduire Z_{21} en fonction de γ .

$$Z_{21} = Z_c / \sinh(\gamma_L) \quad [Eq III. 10]$$

En remplaçant l'équation III.5 dans III.7 et III.10, on obtient une relation entre la constante de propagation et les paramètres S.

$$\gamma = \frac{1}{L} \ln \sqrt{A + A^2 - 1} \quad [Eq III. 11a]$$

$$A = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}^2}{2S_{21}} \quad [Eq III. 11b]$$

III.2.2.2 Mise en œuvre

Le banc de mesure est constitué des éléments suivants :

- Un analyseur vectoriel de réseau (HP8510C) nécessitant un calibrage (ou « étalonnage ») précis et donnant les paramètres S du quadripôle à mesurer.
- Un kit TRL (Thru – Reflect – Line) d'auto-calibrage et une monture de test Wiltron (figure III.1) permettant la mesure de dispositifs non coaxiaux.
- Un logiciel de récupération des données (ADS) permettant de tracer les courbes de mesure et d'extraire les paramètres recherchés après optimisation.

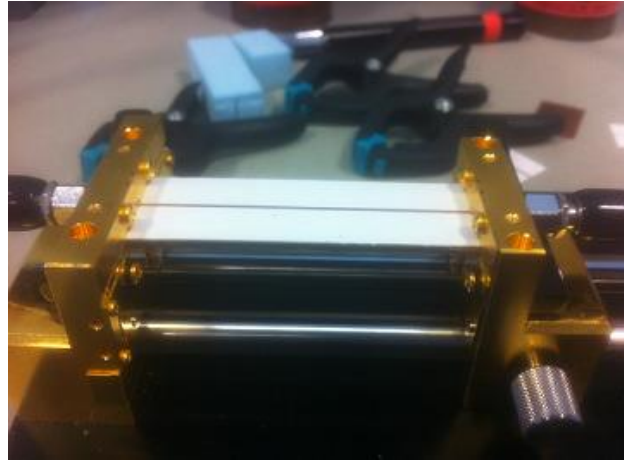


Figure III. 1. Monture Wiltron

Il existe généralement trois types d'erreurs lors de l'étape de mesure:

- **Systématique** : ce sont des erreurs répétitives dues aux imperfections du dispositif, aux connecteurs ou à l'appareillage.
- **Aléatoire** : ce sont des erreurs variant de manière imprévisible et liées à la manipulation (serrages ou positionnement du substrat par exemple).
- **« Drift »** : ce sont des erreurs dues à un changement dans le système après calibrage à cause de l'élévation de température, d'humidité ou autres changements environnementaux.

L'effet des erreurs systématiques peut être éliminé des paramètres S en effectuant un calibrage. Il existe plusieurs types de calibrage mais nous avons choisi d'utiliser le calibrage TRL parce qu'il permet en théorie de placer le plan de référence au-delà de l'embase coaxiale qui relie le cordon coaxial à la ligne planaire.

Nous présentons dans la figure III.2 le modèle général de l'effet des erreurs systématiques.

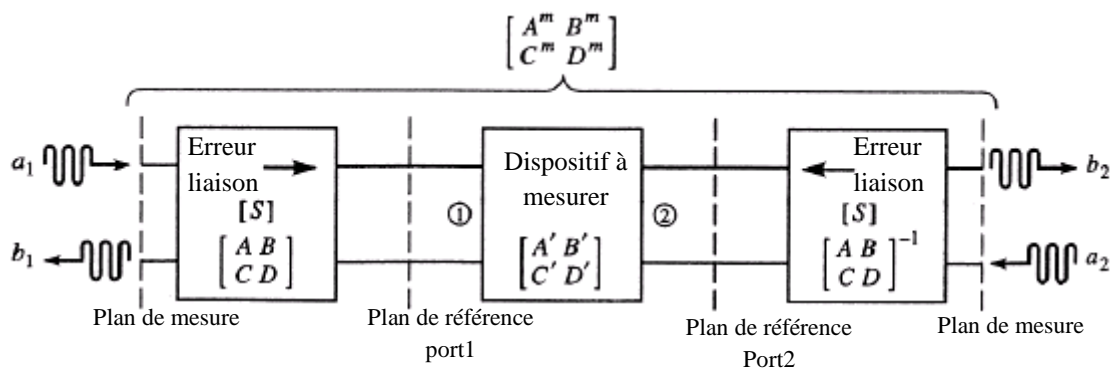


Figure III. 2. Modèle général de l'effet des erreurs systématiques

Les paramètres $[S^m]$ sont les paramètres mesurés par le VNA contenant les erreurs mentionnées ci-dessus. Les paramètres $[S]$ correspondent aux erreurs de connexion entre la monture TRL et le dispositif. Les paramètres $[S']$ correspondent aux paramètres qu'on désire connaître. Le calibrage TRL permet d'extraire la mesure entre les deux plans de référence.

Les étalons pour un calibrage TRL sont [III.9]:

- **Thru.** Il s'agit d'une ligne micro-ruban de courte longueur reliant directement le port 1 au port 2. Le Thru peut être de longueur nulle ou non. Il permet de fixer les plans de référence, par conséquent la connaissance de la longueur électrique introduite par le thru est importante. Nous avons choisi une longueur physique de 30 mm. Ce qui fixe le plan de référence à 15 mm du connecteur.
- **Reflect.** Il s'agit d'une ligne micro-ruban terminée à chaque port par une charge produisant une large réflexion. Nous avons choisi dans notre cas une ligne terminée par un circuit ouvert
- **Line.** Il s'agit d'une ligne micro-ruban plus longue que l'étalon « Thru » reliant les deux ports 1 et 2. La phase introduite par l'insertion de la ligne doit être différente de celle du Thru afin d'éviter la redondance entre les deux standards. L'écart entre le « Line » et le « Thru » à une fréquence donnée doit être entre 20° et 160°. La longueur du « line » doit être $\lambda/4$ à la fréquence centrale de la plage de fréquences de calibrage.

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda}; \lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad [Eq III. 12]$$

Avec λ : longueur d'onde du milieu propagé

c : la vitesse de la lumière dans le vide

ϵ_{eff} : la permittivité électrique relative effective du milieu de propagation

L'expression reliant la longueur électrique à la fréquence et à la longueur de la ligne « l » est donnée par (III.13) :

$$f = \frac{c}{l\sqrt{\epsilon_{eff}}} \times \frac{\theta}{2\pi} \quad [Eq III. 13]$$

$$f_{min} = \frac{c}{18l\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad [Eq III. 14]$$

$$f_{max} = \frac{4c}{9l\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad [Eq III. 15]$$

Sans oublier la condition $\Delta f = [f_{min}, 8f_{min}]$

Les équations (III.14) à (III.15) permettent de choisir une longueur de ligne et de fixer la bande de fréquences.

La longueur choisie pour notre étude est 20 mm, pour une bande de [0.5 GHz, 4 GHz]

La largeur des lignes doit être la même pour les trois étalons.

Les étalons en pratique sont construits comme décrit sur la figure III.3.

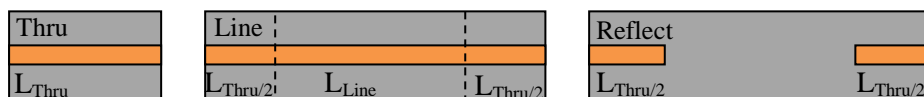


Figure III. 3. Etalons de la TRL en pratique

III.2.2.3 Procédure d'optimisation

Une fois que les paramètres S mesurés ont été récupérés, on procède à l'étape d'optimisation qui consiste à faire superposer les résultats de mesure à ceux de la simulation en optimisant ainsi la valeur de la permittivité complexe du substrat à caractériser : permittivité relative (ϵ_r) et tangente de pertes ($\tan\delta$). Le logiciel de simulation ADS (Advanced Design System) a été utilisé pour simuler une ligne de transmission avec les mêmes caractéristiques que la ligne mesurée et pour importer le fichier au format S2P de la mesure. Une valeur approximative initiale est choisie au début de la procédure. L'objectif à définir est que la différence entre la mesure et la simulation sur chaque point de mesure soit inférieure ou égale à 3%. La procédure d'optimisation est décrite dans la figure III.4.

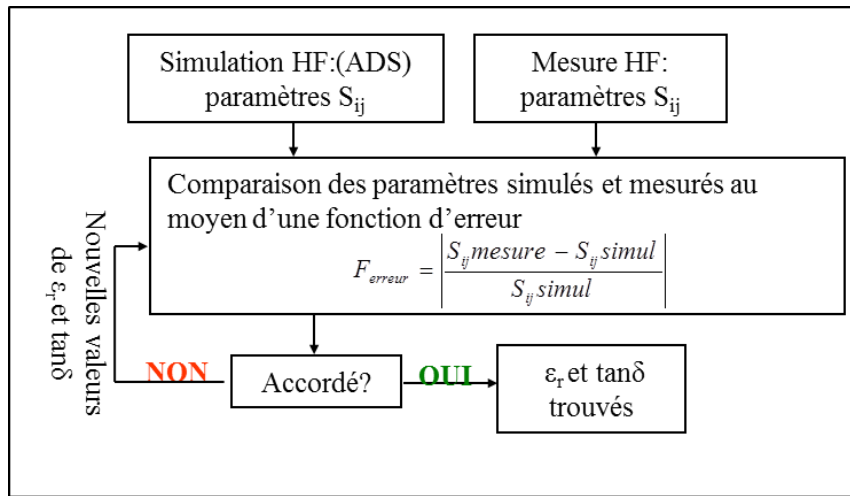


Figure III. 4. Organigramme de la procédure d'optimisation

La figure III.5 correspond à une comparaison des paramètres S_{21} simulés et mesurés en amplitude et en phase après optimisation. L'optimisation se fait sur le paramètre S_{21} puisque la permittivité relative est liée à l'amplitude de S_{21} et la tangente des pertes est liée directement à la phase de S_{21} .

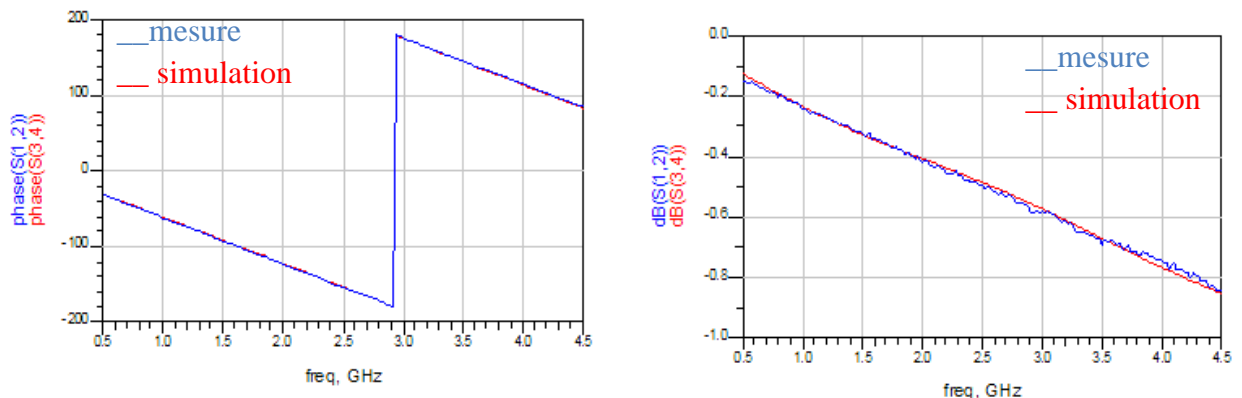


Figure III. 5. Comparaison des résultats de simulation et de mesure du paramètre S_{21}

Sur l'ensemble des échantillons caractérisés, l'erreur moyenne la plus petite que nous ayons atteint lors de l'optimisation entre la simulation et la mesure a été de 3%.

III.2.2.4 Calcul d'incertitude de mesure

L'incertitude de mesure est liée à l'incertitude de l'étape d'optimisation. Nous imposons dans le logiciel de simulation une erreur entre la simulation et la mesure des paramètres S qui ne dépasse pas les 3%. L'équation (III.16) traduit cette condition.

$$\frac{\Delta|S_{ij}|}{|S_{ij}|} = \frac{|S_{ij}|_{mes} - |S_{ij}|_{sim}}{|S_{ij}|_{sim}} \leq 3\% \quad [Eq III. 16]$$

L'objectif est de déterminer l'incertitude sur la permittivité obtenue après optimisation. Si la ligne est adaptée, le coefficient de transmission s'écrit :

$$S_{21} = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha l} e^{-j\beta l} \quad [Eq III. 17]$$

La phase de S_{21} est reliée à la constante de propagation et donc à la permittivité relative effective (Eq III.18)

$$\varphi = \text{phase}(S_{21}) = \beta l \quad [Eq III. 18a]$$

$$\beta = \frac{\omega}{v_\varphi} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad [Eq III. 18b]$$

L'incertitude sur la phase s'écrit :

$$\frac{\Delta\varphi}{\varphi} = \frac{\varphi_{mes} - \varphi_{sim}}{\varphi_{sim}} \quad [Eq III. 19]$$

$$\frac{\Delta\varphi}{\varphi} = \frac{\frac{\omega l}{c} \sqrt{\epsilon_{eff\ mes}} - \frac{\omega l}{c} \sqrt{\epsilon_{eff\ sim}}}{\frac{\omega l}{c} \sqrt{\epsilon_{eff\ sim}}} \quad [Eq III. 20]$$

La valeur d'incertitude maximale imposée est de 3%

$$\frac{\Delta\varphi}{\varphi} = 1 - \sqrt{\frac{\epsilon_{eff\ mes}}{\epsilon_{eff\ sim}}} \leq 3\% \quad [Eq III. 21]$$

D'où

$$\sqrt{\frac{\epsilon_{eff\ sim}}{\epsilon_{eff\ mes}}} \geq 97\% \quad [Eq III. 22]$$

Et donc :

$$\epsilon_{eff\ sim} = \epsilon_{eff\ mes} - \Delta\epsilon \quad [Eq III. 23]$$

$$\sqrt{1 - \frac{\Delta\epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff}}} \geq 0.97 \Rightarrow 1 - \frac{\Delta\epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff}} \geq 0.94 \Rightarrow \frac{\Delta\epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff}} \leq 6\% \quad [Eq III. 24]$$

$$\text{Or } \epsilon_{eff} \sim \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad [Eq III. 25]$$

$$\Rightarrow \Delta\epsilon_{eff} \sim \frac{\Delta\epsilon_r}{2} \quad [Eq III. 26]$$

$$\frac{\Delta \varepsilon_{eff}}{\varepsilon_{eff}} \cong \frac{2 \times \Delta \varepsilon_r}{\varepsilon_r + 1} = \frac{\Delta \varepsilon_r}{\varepsilon_r + 1} = 6\% \quad [Eq III. 27]$$

$$\Delta \varepsilon_r = (\varepsilon_r + 1)0.06 \quad [Eq III. 28]$$

La permittivité réelle du papier varie entre 2 et 3

$$si \ \varepsilon_r = 2 \rightarrow \Delta \varepsilon_r = 0.18 \quad [Eq III. 29a]$$

$$si \ \varepsilon_r = 3 \rightarrow \Delta \varepsilon_r = 0.24 \quad [Eq III. 29b]$$

$$\Delta \varepsilon_r = \mp 0.2 \quad [Eq III. 30]$$

En suivant le même raisonnement que précédemment mais sur l'amplitude, on retrouve l'incertitude sur la tangente des pertes qui dépend de la fréquence.

$$\Delta \tan \delta = (2 \text{ à } 7) \times 10^{-4} \quad [Eq III. 31]$$

pour f allant de 500 MHz à 4 GHz

III.2.2.5 Résultats de caractérisation

Le tableau III.2 présente les différents échantillons de papier fournis par le CTP, leurs types et leurs caractéristiques électromagnétiques mesurées en moyenne à savoir la permittivité (ε'_r) et les pertes ($\tan \delta$) avec la méthode des lignes de transmission

Nom de l'échantillon	Type de papier	ε'_r	$\tan \delta$
SP1	Papier mat pour électronique imprimée (180 μm)	2.65	0.039
SP2	Papier brillant pour électronique imprimée (203 μm)	2.55	0.047
SP3	carton type FBB (493 μm)	2.24	0.045
SP4	papier type étiquette (48 μm)	2.16	0.018
SP5	papier type étiquette collé sur carton type FBB (548 μm)	2	0.062
SP6	Couche barrière sur étiquette collée sur le carton (556 μm)	2.22	0.065

Tableau III. 2. Résultats de caractérisation des substrats papier avec la méthode de la ligne de transmission

Nous avons cependant remarqué que les mesures ne sont pas reproductibles. En effet lors de la phase de calibrage, les 3 calibres (Thru, Reflect et Line) ne sont pas reliés de manière strictement reproductible à la monture TRL. La figure III.6 montre la reproductibilité de mesure (calibrage + mesure) pour un même échantillon. L'écart maximal entre deux mesures est de 0.1 dB. Un rapide calcul tiré de [III.10] permet d'évaluer l'erreur qui en résulte sur la tangente des pertes et la constante diélectrique. C'est cette dernière qui est la plus impactée par cet écart puisqu'on trouve une variation de 0.083 soit environ 3 % supplémentaire sur l'erreur totale autorisée.

Pour cette raison une deuxième méthode a été mise en œuvre pour vérifier les résultats trouvés.

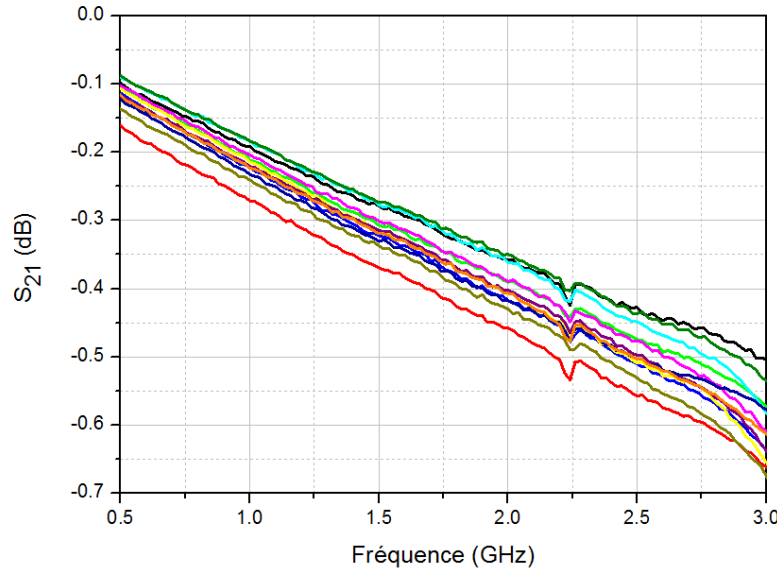


Figure III. 6. Reproductibilité de la mesure avec la méthode Ligne de transmission

III.2.3. Méthode de la cavité résonante

III.2.3.1 Principe

La méthode de la cavité résonante est basée sur la méthode des petites perturbations. La cavité résonnante est une structure à fort facteur de qualité « Q » qui résonne à certaines fréquences. Lorsqu'un échantillon de diélectrique est introduit dans la cavité, la fréquence de résonance (f) et le facteur de qualité (Q) de la cavité sont modifiés. La fréquence de résonance dépend du rayon de la cavité. Lorsque la hauteur de la cavité est plus faible que la longueur d'onde ($\lambda_0 = 122$ mm), les modes propagés dans la cavité sont les modes TM (transverse magnétique) et TE (transverse électrique). Les équations III.32 et III.33 permettent de donner la relation entre la taille de la cavité et les fréquences de résonance des modes TM et TE [III.11].

$$(f_r)_{TM_{nm0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \left(\frac{p_{nm}}{r} \right) \quad [Eq III. 32]$$

$$(f_r)_{TE_{nm0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \left(\frac{p'_{nm}}{r} \right) \quad [Eq III. 33]$$

p_{nm} correspondent à la m^{eme} racine de la fonction de Bessel du premier ordre $J_n(x)$

p'_{nm} correspondent à la m^{eme} racine de la première dérivée de la fonction de Bessel du premier ordre $J'_n(x)$

La cavité a été réalisée au sein de notre laboratoire dans le cadre de la thèse d'Anthony Ghiotto et a été utilisée pour caractériser des substrats plastiques [III.2]. La cavité comporte une ouverture en haut permettant d'introduire l'échantillon à caractériser et deux connecteurs coaxiaux terminés chacun par une boucle permettant d'alimenter ou de capter les modes TM_{nm0} de la cavité. Cette cavité cylindrique a une hauteur de 40 mm et un diamètre de 92 mm.

La figure III.7a présente la cavité cylindrique que nous avons utilisée et qui fonctionne à 2.47 GHz.

III.2.3.2 Méthode d'extraction des caractéristiques du substrat

On introduit un échantillon de substrat de faibles dimensions, à travers une ouverture sur le haut de la cavité. La propagation des ondes à l'intérieur de la cavité est perturbée et la fréquence de résonance de la cavité est décalée. Ce décalage entre les deux fréquences nous renseigne sur la partie réelle de la permittivité complexe ϵ'_r du matériau comme le décrit la figure III.7b.

Le calcul du facteur de qualité pour chaque courbe nous permet de déduire la partie imaginaire de la permittivité complexe ϵ''_r et par conséquent la tangente des pertes.

$$\epsilon'_r = \alpha \times \frac{V_{cavité}}{V_{échantillon}} \times \frac{f_0 - f_r}{f_0} + 1 \quad ; \quad \alpha = \frac{1}{2J_1^2(x_{01})} \quad [Eq III.34]$$

$$\epsilon''_r = \frac{\alpha}{2} \times \left(\frac{V_{cavité}}{V_{échantillon}} \right) \left(\frac{1}{Q_r} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad [Eq III.35]$$

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} \quad [Eq III.36]$$

x_{01} correspond à la première racine de la fonction de Bessel du premier ordre $J_0(x_{01})=0$

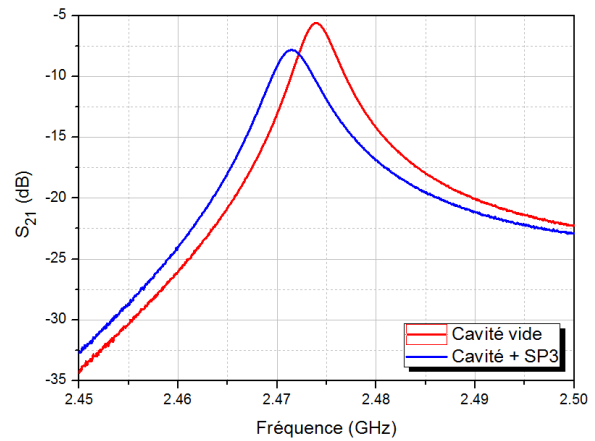
$V_{cavité}$ et $V_{échantillon}$ sont les volumes de la cavité et de l'échantillon

f_0 et f_r sont les fréquences de résonance de la cavité à vide et avec l'échantillon respectivement.

Q_0 et Q_r sont les coefficients de qualité à -3dB de la cavité à vide et avec l'échantillon respectivement.



(a)



(b)

Figure III. 7. a) Photo d'une cavité résonante cylindrique à 2.47GHz b) Coefficient de transmission de la cavité à vide et avec le substrat glissé à l'intérieur

III.2.3.3 Calcul d'incertitude de mesure

L'incertitude de mesure dépend principalement des dimensions de l'échantillon. Les échantillons ont été découpés avec la machine de prototypage (LPKF) avec une incertitude de 10 μ m. L'incertitude de mesure due à l'incertitude sur la taille des échantillons est donnée par

(Eq. III 37, Eq III.38 et Eq III.39) et est négligeable par rapport à celle obtenue avec la méthode des lignes de transmission.

$$\delta \varepsilon_r' = (\varepsilon_r' - 1) \times \frac{\delta V_{\text{échantillon}}}{V_{\text{échantillon}}} \quad [Eq III. 37]$$

$$\delta \varepsilon_r'' = \varepsilon_r'' \times \frac{\delta V_{\text{échantillon}}}{V_{\text{échantillon}}} \quad [Eq III. 38]$$

$$\delta \tan \delta = \frac{\delta \varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} + \frac{\varepsilon_r''}{(\varepsilon_r')^2} \delta \varepsilon_r' \quad [Eq III. 39]$$

III.2.4. Tableau des caractéristiques

Ce tableau donne les résultats de caractérisation des différents substrats papiers rigides. Les résultats présentés dans le tableau III.3 correspondent à une moyenne de 5 mesures effectuées pour la méthode de la cavité.

ε_r	Rogers 4003	Rogers 5870	SP1	SP2	SP3	SP4	SP5	SP6
Valeurs de référence	3.38±0.05	2.33±0.02						
TL	3.44	2.31	2.65	2.55	2.24	2.16	2	2.2
Cavité	3.3054	2.3723	2.934	2.946	2.475	Ind	2.478	2.45
<u>tanδ</u>	Rogers4003	Rogers5870	SP1	SP2	SP3	SP4	SP5	SP6
Valeurs de référence	0.0021- 0.0027	0.0005- 0.0012						
TL	0.0025	0.002	0.039	0.047	0.045	0.018	0.062	0.065
Cavité	0.003058	0.000734	0.0716	0.0831	0.0806	Ind	0.111	0.0983

Tableau III. 3. Résultats de caractérisation des substrats papier avec la méthode de la cavité résonante et comparaison avec la méthode des lignes de transmission

Les résultats de caractérisation des substrats de référence sont presque identiques et coïncident avec les valeurs de référence. Ce qui prouve que les deux méthodes utilisées sont fiables. Par contre, nous observons des différences entre les caractéristiques des différents substrats papier déterminées avec les deux méthodes. Avec la méthode des lignes de transmission, nous avons 3 types d'incertitudes lors de la phase de calibrage (incertitude sur la reproductibilité de la position des lignes de calibrage, ce qui engendre une erreur systématique), lors de la phase de mesure (le risque de gap d'air entre le cuivre et le diélectrique), lors de la phase d'optimisation (l'erreur maximale autorisée est négligeable mais implique une incertitude importante sur la constante diélectrique). Toutes ces incertitudes font que la méthode des lignes de transmission n'est pas adaptée à un substrat souple et non cuivré tel que le papier. Toutefois, cette méthode présente l'avantage d'être large bande (500MHz – 4 GHz) et elle nous a permis de vérifier que la permittivité complexe

des substrats testés est constante en fonction de la fréquence. En contrepartie, la méthode de la cavité résonante présente une seule incertitude à savoir les dimensions de l'échantillon à caractériser. Nous avons pu maîtriser cette incertitude en utilisant un appareil de découpage précis à 10 μm près et par ailleurs, nous avons pu déterminer les caractéristiques des différents substrats.

III.2.5. Critères de choix

Notre choix du papier le plus approprié dépend de trois critères. Nous listons ces critères suivant leur importance (du plus important au moins important).

- 1^{er} critère : Les pertes dans le diélectrique ($\tan\delta$) doivent être les plus basses possibles afin d'améliorer les performances des circuits.
- 2^{ème} critère : La permittivité (ϵ'_r) doit être la plus élevée possible ; en effet les longueurs des circuits sont inversement proportionnelles à la racine carrée de ce paramètre. Plus la constante diélectrique est grande, plus les dimensions des circuits sont petites.
- 3^{ème} critère : Imprimabilité du papier

III.2.6. Conclusion

D'autres types de papiers ont été caractérisés avec les deux méthodes. Ils présentent malheureusement un caractère anisotrope. En effet, la permittivité de ces échantillons varie avec le sens de coupe du papier. Nous avons éliminé ce lot du papier vu son caractère incompatible avec une conception de rectenna optimale.

Nous éliminons également les papiers SP5 et SP6 à cause de leurs pertes importantes.

Bien que le SP4 présente des pertes négligeables, ce papier n'est pas robuste et peu maniable (son épaisseur est de 48 μm seulement).

Le SP1 et le SP2 présentent des caractéristiques électromagnétiques intéressantes mais l'impression de l'encre y est médiocre.

Pour la suite du travail, nous préconisons finalement le substrat SP3.

III.2.7. Influence de l'humidité sur le substrat papier

Nous avons choisi deux points de mesure qui reflètent le conditionnement du produit à savoir dans les entrepôts ou caves où le milieu est froid et humide (typiquement 60% d'humidité pour une température de 18.1°C) et en magasin (typiquement 40% d'humidité pour une température de 23.8°C). Une étuve contrôlée en humidité et température a été utilisée pour simuler ces différents milieux. Les mesures de la permittivité ont ensuite été effectuées avec une cavité de résonance large bande commerciale de chez Damaskos [III.12]. Le tableau III.4 montre le résultat de mesure. Nous observons une variation de 0.07 sur la valeur de la constante diélectrique qui correspond à 2.6 % et une variation de 0.015 sur la tangente des pertes qui correspond à 1.2 %. Ces niveaux de variation de la permittivité sont inférieurs à la valeur de l'erreur minimale détectable pour la méthode de lignes de transmission.

	Température/ Humidité	Permittivité réelle	tanδ
860 MHz	23.8°C / 41%	2.7589	0.1336
	18.1°C / 60%	2.8224	0.1501
900 MHz	23,8°C / 41%	2.7467	0.1328
	18.1°C / 60%	2.8128	0.1480
960 MHz	23.8°C / 41%	2.7284	0.1315
	18.1°C / 60%	2.7983	0.1448
2,45 GHz	23.8°C / 41%	2.4859	0.1272
	18.1°C / 60%	2.5802	0.1262

Tableau III. 4. Permittivité d'un papier cartonné (h = 0.35 mm) en fonction de l'humidité

III.3. Caractérisation des matériaux conducteurs

III.3.1. Epaisseur de l'encre déposée

Un profilomètre optique Topo3D, disponible au CTP, a été utilisé pour mesurer l'épaisseur de l'encre déposée. Le profilomètre permet de manière générale de mesurer le relief d'une surface, ainsi nous pouvons mesurer en même temps l'épaisseur ainsi que la rugosité. Le Topo3D est basé sur le principe d'interférométrie en lumière blanche. Il permet d'avoir une représentation en 2D ou 3D et en couleur des variations de hauteur. Il renseigne sur l'altitude de chaque point de la surface. Les images sont prises avec un objectif x10 et la taille de l'image est 1373x1083 μm . Les figures III.8 a et b décrivent l'image au microscope d'une ligne conductrice ainsi que son profil 2D sur support papier SP2 et SP3.

La qualité et quantité d'encre déposée dépend étroitement de la méthode d'impression et du support. Dans notre cas, la méthode utilisée est la flexographie imprimant une unique couche d'encre.

La mesure se fait en relatif, par rapport à l'épaisseur du substrat. Pour retrouver la valeur de l'épaisseur de l'encre, la mesure doit s'effectuer selon la coupe transversale comme montré sur la figure III.8c afin de soustraire l'épaisseur du cuivre de l'épaisseur du substrat. L'analyse détaillée des figures III.8a et b permettent de visualiser 3 zones :

- Zone 1 qui correspond au support papier
- Zone 2 est une surépaisseur qui dépend de la quantité d'encre mis en jeu et du type du support papier. On observe que pour le SP2 la zone 2 est plus marquée que sur le support SP3. Ce phénomène s'appelle le «Halo».
- La zone 3 correspond à la ligne conductrice. L'épaisseur est mesurée par rapport au niveau du papier (trait rouge sur la figure (c)). On observe que l'épaisseur est variable. Elle varie entre 4 μm et 2.5 μm pour le papier SP2. L'épaisseur de l'encre déposée sur SP3 est plus stable (variation entre 4 et 5 μm).

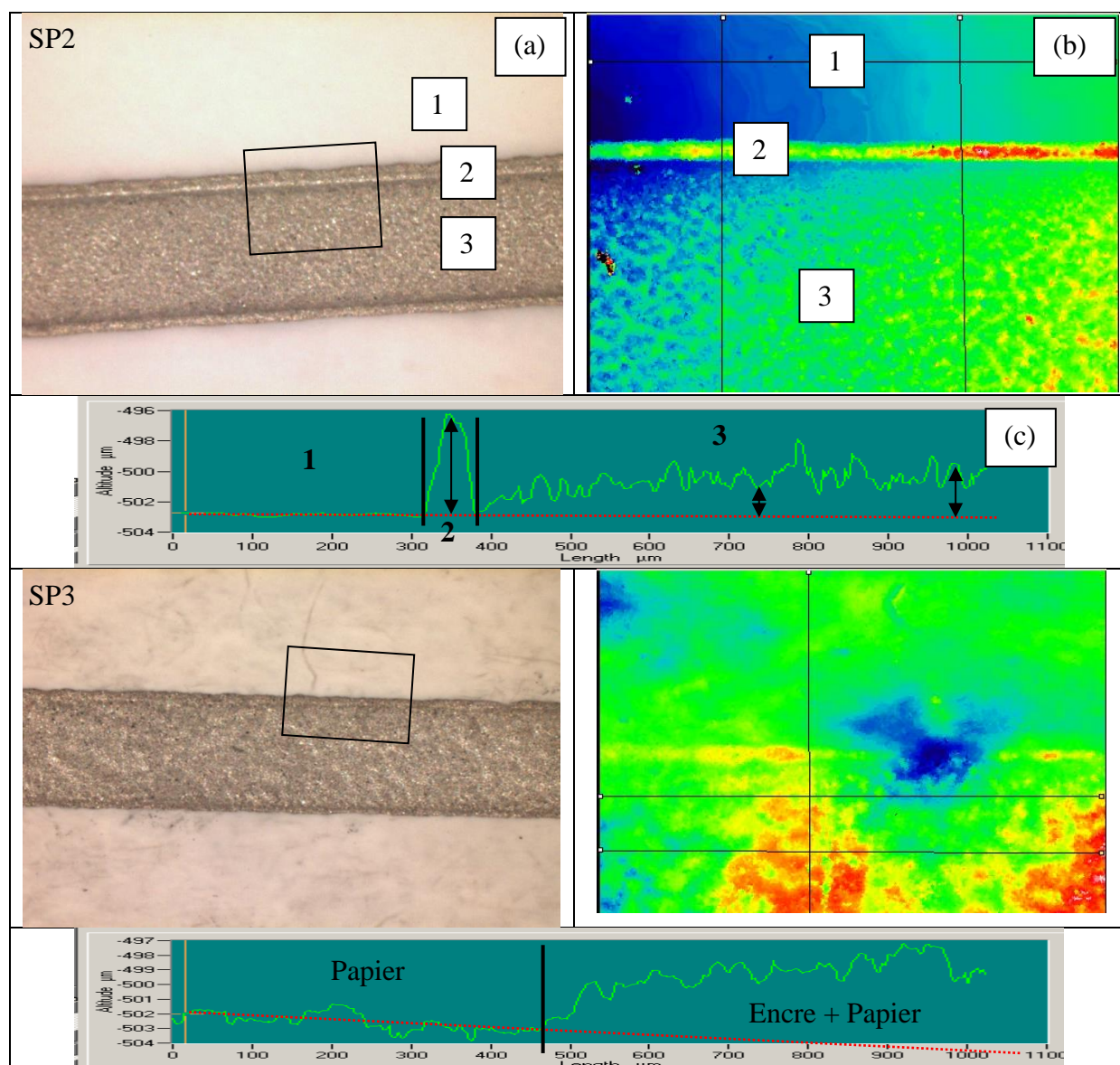


Figure III. 8. a) image au microscope du papier SP2, (b) profil 2D réalisé sur Topo3D, (c) courbe retraçant la profondeur de chaque point du profil

III.3.2. Mesure de rugosité

Pour accéder à la rugosité de l'encre, nous mesurons uniquement suivant la coupe horizontale (figure III.9a), l'appareil indique une valeur moyenne quadratique de la rugosité de toute la surface éclairée.

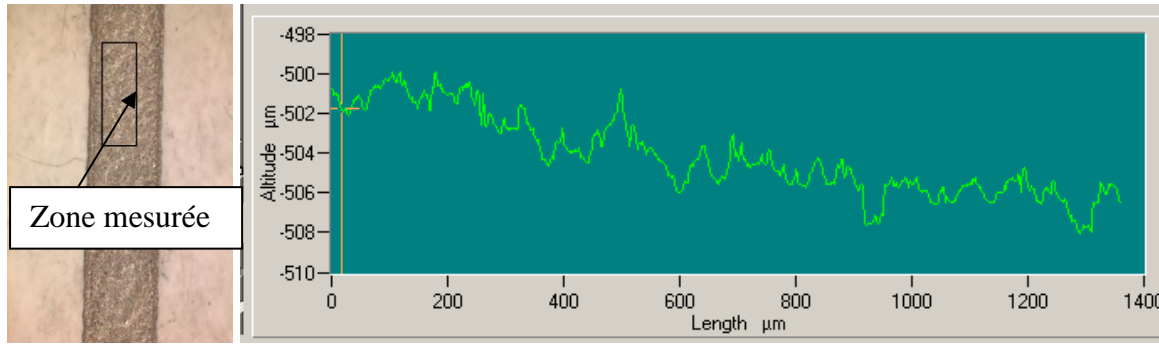


Figure III. 9. (a) image au microscope du papier SP3, (b) mesure de l'épaisseur sur une coupe horizontale

Pour le papier SP3, la valeur de la rugosité quadratique moyenne est de 1.2 μm

III.3.3. Mesure de la conductivité

La conductivité est définie comme la facilité qu'a un matériau à laisser passer les électrons libres. La conductivité permet aussi de calculer l'épaisseur de peau pour vérifier si l'épaisseur d'encre déposée est bien supérieure. L'épaisseur de peau correspond à l'épaisseur d'encre ou est confinée le courant en surface du conducteur. Elle varie aussi en fonction de la fréquence (Eq. III.40)

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \pi \sigma f}} [m] \quad [Eq \text{ III. 40}]$$

avec $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m) est la perméabilité du vide

f la fréquence de travail

$\sigma = 1/\rho$ la conductivité du matériau et aussi l'inverse de la résistivité (s.m^{-1})

Pour mesurer la conductivité, nous avons utilisé la méthode de Van-der-Pauw [III.13].

La figure III.10 décrit les étapes de mesure.

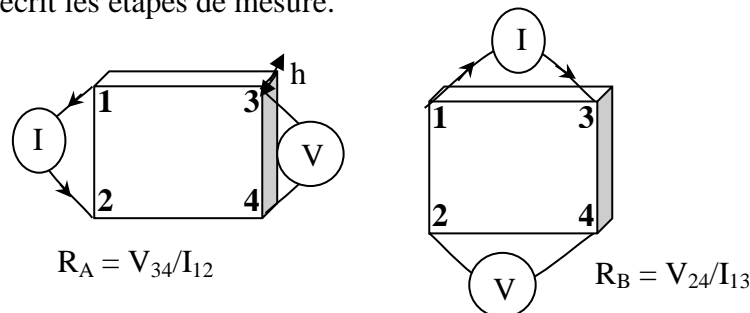


Figure III. 10. Méthode de Van der Pauw

Van der Pauw a montré qu'à partir des mesures de résistances R_A et R_B , on peut en déduire la résistivité de toute la surface (ρ) à partir des relations (Eq III.41 et III.42)

$$\exp\left(\frac{-\pi h R_A}{\rho}\right) + \exp\left(\frac{-\pi h R_B}{\rho}\right) = 1 \quad [Eq \text{ III. 41}]$$

$$\rho = \frac{\pi h}{\ln 2} \times \frac{R_A + R_B}{2} \alpha \quad [Eq III.42]$$

α est un facteur d'erreur géométrique qui dépend du rapport R_A/R_B ; s'il est inférieur à 1%, α est considéré égal à 1.

Le dispositif de mesure est illustré sur la figure III.11a. Un dispositif 4 pointes est relié à un générateur de courant et un voltmètre. Les appareils sont reliés à un logiciel qui permet de calculer la résistivité. Nous effectuons la mesure de 4 résistances entre les points (1-2), (2-3), (3-4) et (4-1). L'interface du programme est décrite dans la figure III.11b. Le programme permet aussi de calculer le facteur géométrique α (qui correspond à f_a et f_b sur la figure). Le nombre de répétitions des mesures peut être fixé par le logiciels afin d'avoir plus de précision sur le résultat final.

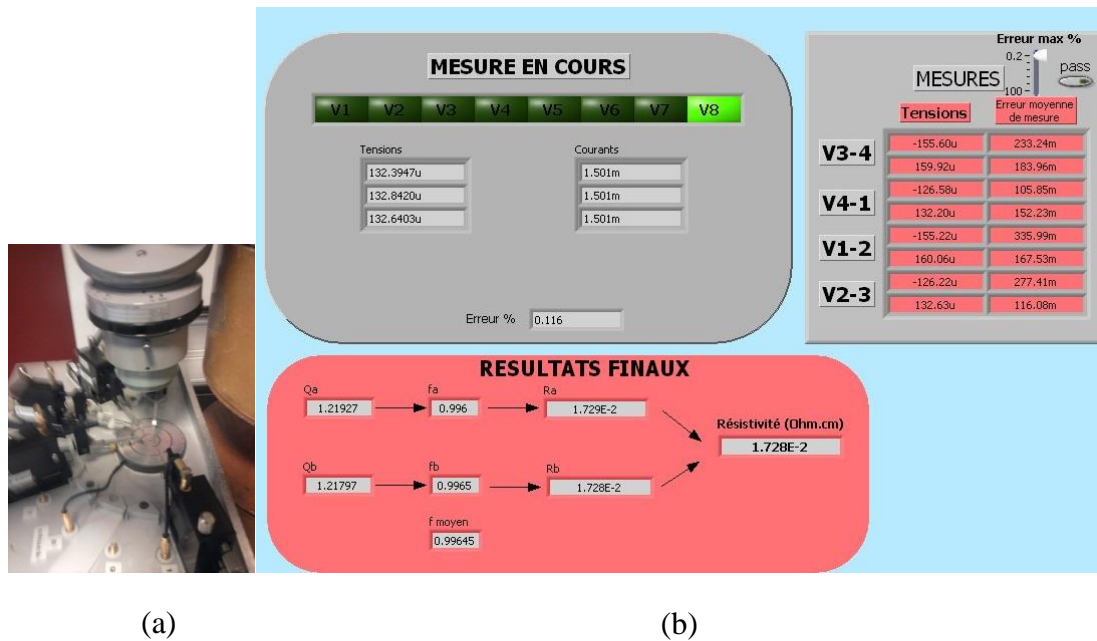


Figure III. 11. a) Dispositif de mesure de la résistivité et b) interface du logiciel de calcul associé

Echantillon	1	2	3	4	5	6
Résistivité ($\Omega.m$)	9.201 e-7	9.874 e-7	8.708 e-7	1.052 e-6	1.109 e-6	8.902 e-7
Conductivité (S/m)	1086800	1012800	1148400	950570	901710	1123300

Tableau III. 5. Résultats de mesure de la conductivité sur le substrat SP3

La valeur moyenne obtenue pour la conductivité de l'encre sur SP3 est de l'ordre de 10^6 S/m. Cette valeur est 60 fois inférieure à la conductivité de l'argent massif. L'épaisseur de peau correspondant à la conductivité mesurée est égale à 10 μm . Dans le cas où l'épaisseur de peau est supérieure ou égale à l'épaisseur d'encre déposée (notre cas), la distribution du courant est uniforme. Par contre, à cause de la rugosité, la densité de courant et par conséquent les pertes conductrices sont affectées.

III.4. Caractérisation de la diode

La diode est l'élément clé de la conversion de la puissance RF en puissance DC. Il s'agit d'un élément non-linéaire. Le choix du type de diode ainsi que sa modélisation dans les logiciels de simulation pour décrire ou reproduire son comportement de la manière la plus fidèlement possible est l'objectif de cette étude.

III.4.1. La détection quadratique

La détection quadratique consiste à convertir en signal DC, facilement mesurable, la puissance véhiculée par un signal AC en utilisant le fait que celle-ci est proportionnelle à l'amplitude de ce signal élevée au carré. On distingue principalement trois types de détecteurs quadratiques permettant la conversion de la puissance RF en DC: les thermocouples, les transistors ou encore les diodes Schottky. La fréquence de conversion et le niveau de puissance à convertir sont les principaux critères à prendre en compte dans le choix d'un mode de conversion.

Les thermocouples sont des dispositifs sensibles à la température et leur fonctionnement est basé sur l'effet Seebeck (effet thermoélectrique) : une différence de potentiel apparaît à la jonction d'un circuit formé avec deux métaux différents soumis à une différence de température. L'échauffement est produit par la dissipation par effet Joule de la puissance AC du signal dans une résistance adaptée. La sensibilité du dispositif peut atteindre 100 $\mu\text{V}/\text{mW}$ [III.14]. Ils sont large bande (20 GHz) mais par contre leur temps de réponse est de quelques millisecondes [III.15].

La détection quadratique dans des éléments semi-conducteurs a été décrite sur le principe dans le chapitre 2. L'utilisation des convertisseurs à base de transistors à effet de champs est due essentiellement à la tension de seuil très basse qui permet de convertir des puissances plus faibles que celle converties par des diodes Schottky. En effet, la tension de seuil d'un transistor MOS est de 100 mV alors qu'elle est au mieux de 200 mV pour les diodes Schottky [III.16]. Par contre le domaine fréquentiel d'utilisation des convertisseurs à base de transistors se situe en dessous du gigahertz alors que celui des diodes Schottky est compris entre 800 MHz et plusieurs GHz.

III.4.2. Éléments critiques pour la diode Schottky

Une diode Schottky diffère d'une diode classique dans les matériaux utilisés. Les diodes Schottky sont constituées d'un contact métal et un contact semi-conducteur ce qui leur donnent un avantage considérable par rapport aux diodes à jonction PN, en termes de vitesse de commutation. En effet, les diodes Schottky ne disposent que des porteurs de charges majoritaires. Cela s'oppose aux diodes à jonction PN, qui transmettent à la fois porteurs minoritaires et majoritaires. Lorsqu'une jonction PN commute brusquement d'une polarisation directe à une polarisation inverse, les porteurs minoritaires ne sont pas éliminés immédiatement. L'accumulation des porteurs minoritaires impose une limitation de la vitesse de commutation. Puisqu'il n'y a pas d'accumulation de porteurs minoritaires dans une diode à barrière de Schottky, le temps d'accumulation peut être ignoré. Cela permet une commutation extrêmement rapide. Le temps de commutation est de l'ordre de quelques centaines de

picosecondes pour des diodes Schottky, comparé à quelques centaines de nanosecondes pour les diodes PN. Ceci rend les diodes Schottky indispensables pour les détecteurs RF ou ils peuvent fonctionner à des fréquences allant jusqu'à plusieurs dizaines de GHz.

De plus, les diodes Schottky possèdent des tensions de seuils plus faibles que leurs équivalents PN ce qui offre des pertes de commutation réduites et par conséquent une meilleure efficacité de conversion RF-DC.

La Figure III.12 montre le circuit équivalent dynamique de la diode Schottky. La résistance série « R_s » représente la résistance des contacts métalliques, C_j est la capacité de jonction qui est contrôlée par l'épaisseur de la couche épitaxiale et la surface du contact Schottky ainsi que de la tension appliquée à la jonction. La résistance R_j de la jonction dépend du courant total qui passe à travers la jonction.

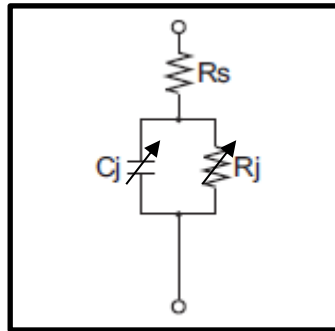


Figure III. 12. Circuit équivalent de la diode Schottky en hautes fréquences

R_j s'exprime par la relation suivante :

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_s + I_b)} \quad [Eq III. 43]$$

avec n : facteur d'idéalité

k : constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$)

T : température de la jonction en Kelvin

q : charge d'un électron ($1.6 \cdot 10^{-9} \text{ C}$)

I_s : courant de saturation

I_b : courant de polarisation

La résistance de jonction dépend du courant de saturation qui est généralement faible et du courant de polarisation. Il y a un troisième courant « I_c » qui est dû à la conversion dans la diode. En faibles signaux I_c est plus faible que I_s et peut être négligé, mais en fort signaux, la diode se place dans la région non-linéaire. I_c augmente par conséquent et implique une variation de R_j et donc une variation d'impédance de la diode en fonction du niveau de puissance [III.17].

Le claquage est modélisé par une augmentation exponentielle du courant inverse de la diode et est déterminé par les paramètres B_v et I_{BV} (tension inverse de claquage et courant à la tension inverse de claquage).

III.4.3. Choix de la diode Schottky

Le niveau de puissance à la sortie de l'antenne d'émission dans le cas du Wi-Fi est égal à 100 mW maximum. Pour des raisons d'économie de la batterie les constructeurs ont tendance

à abaisser cette valeur jusqu'à 20 mW pour les Smartphones. Dans notre application, compte tenu des pertes entre le téléphone qui est utilisé en émetteur Wi-Fi et la rectenna, un circuit de conversion de forte sensibilité doit, par conséquent, être conçu. La sensibilité du circuit est fortement liée à la sensibilité des diodes utilisées. Afin de faire le choix de la diode Schottky, une étude paramétrique sur les éléments critiques de la diode a été réalisée. Notons au passage que nous faisons d'ores et déjà le choix d'une polarisation nulle afin de simplifier au maximum le circuit.

III.4.3.1 Influence du potentiel de jonction (V_j)².

Dans cette partie, nous avons choisi de faire l'étude paramétrique sur un circuit de conversion RF-DC double diodes montées en série. Ce circuit sera décrit en détail dans le chapitre 4. Nous fixons la capacité de jonction à zéro-bias (C_{j0}) à 0.15 pF, la résistance série à 20 Ω et nous faisons varier V_j entre 0.2 V et 0.45 V sachant que la valeur typique du potentiel de jonction pour une diode Schottky est de l'ordre de 0.3 V. Nous observons que la tension de sortie est sensible au potentiel de jonction de la diode (figure III.13). Plus la tension V_j est faible, plus la tension de sortie est élevée. Par conséquent, nous avons besoin d'une diode avec le plus faible potentiel de jonction (V_j).

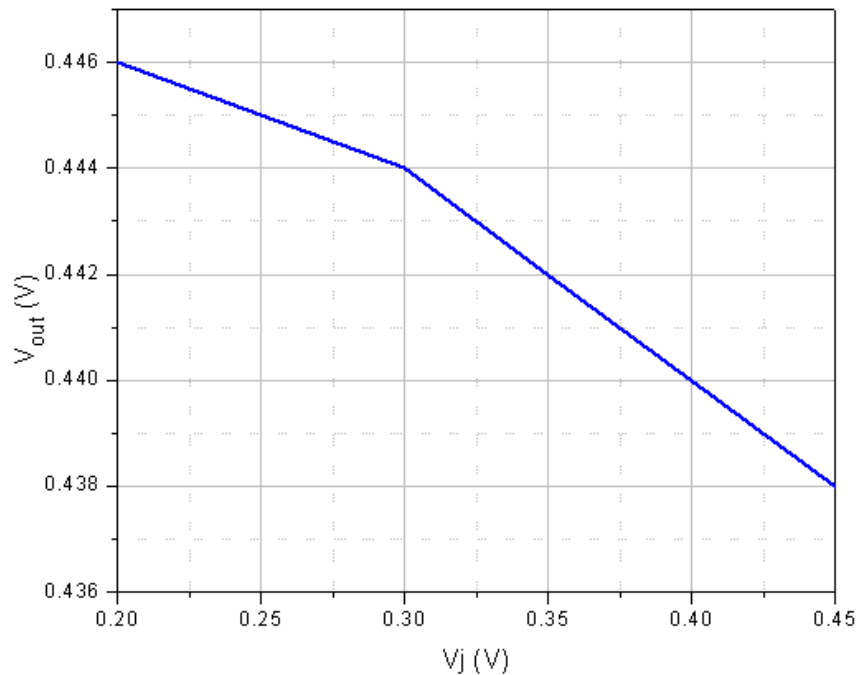


Figure III. 13. Influence du potentiel de jonction (V_j) sur la tension de sortie de la rectenna

III.4.3.2 Influence de la résistance série

Pour le même circuit de conversion que précédemment, on fait varier la résistance série de 1 Ω à 30 Ω , tout en gardant les autres paramètres constants. La tension de jonction est fixée ici à 0.34 V. La figure III.14 décrit la variation de la tension de sortie en fonction de la résistance série. Une courbe linéaire est observée. La tension de sortie diminue lorsqu'on augmente la résistance série mais la chute de tension n'est pas aussi importante (on passe de 0.47 V à

² V_j est l'appellation retenue par Spice, elle correspond à V_T dans la littérature académique

0.43 V). Par conséquent, nous avons besoin d'une diode avec la plus faible résistance série (R_s).

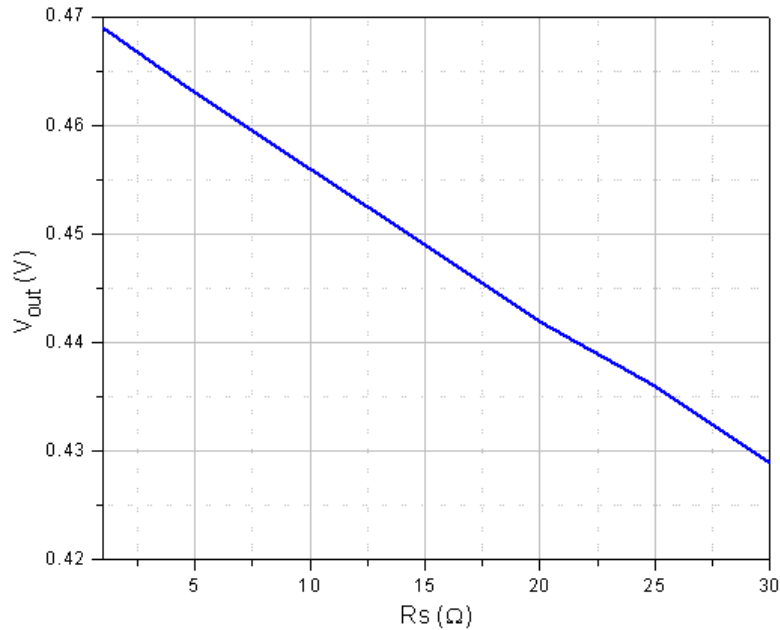
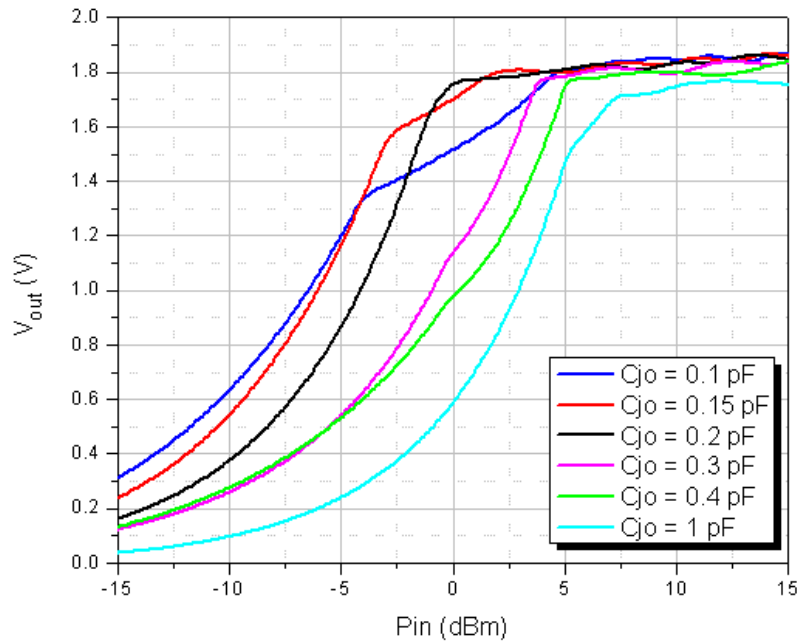


Figure III. 14. Variation de la tension de sortie en fonction de la résistance série R_s

III.4.3.3 Influence de la capacité de jonction

L'effet de la capacité de jonction a été étudié sur le même circuit que précédemment. Ici nous fixons R_s à 20 Ω et V_j à 0.34 V. Nous faisons varier C_{j0} entre 0.1 pF et 1 pF. Nous observons sur la figure III.15 que plus la capacité est faible, plus la tension de sortie (V_{out}) est grande entre [-15 dBm ; -5 dBm]. Entre -5 dBm et 10 dBm, les niveaux de puissances sont plus importantes et nous sommes quasiment dans le régime forts signaux : le courant qui traverse la diode, dans ce cas, n'est plus négligeable. Il implique une variation dans l'impédance de la diode qui impacte l'adaptation du circuit et par conséquent la tension de sortie.

A partir de 10 dBm, nous avons le même niveau de tension quel que soit la valeur de la capacité de jonction et dans ce cas, les diodes sont saturées.

Figure III. 15. Variation de la tension de sortie en fonction de la capacité de jonction C_{j0}

III.4.3.4 Choix de la diode commerciale

D'après l'étude paramétrique décrite ci-dessus, les tensions de sortie du circuit de conversion RF-DC dépendent fortement des caractéristiques de la diode. Pour que la tension de sortie soit maximale, le potentiel de jonction V_j , la capacité de jonction C_{j0} et la résistance série R_s doivent être les plus faibles possibles.

Diode	V_j (mV)	R_s (Ohms)	C_{j0} (pF)	B_v (V)	I_s (A)
AVAGO HSMS2860	650	6	0.18	7	5E-8
AVAGO HSMS2850	350	25	0.18	3.8	3E-6
SKYWORKS SMS7630	240	20	0.14	2	5E-6
SKYWORKS SMS 7621	510	12	0.1	3	4E-8

Tableau III. 6. Comparaison des caractéristiques de diodes Schottky commerciales

Le tableau III.6 compare les paramètres critiques pour différentes diodes Schottky. Le tableau montre que la diode SMS 7630 offre la meilleure sensibilité pour les faibles puissances incidentes parmi les diodes Schottky disponibles commercialement dans la gamme des fréquences Wi-Fi. Ce constat a été appuyé par d'autres recherches et notamment un travail d'une équipe canadienne [III.18] qui montre que la diode Schottky zéro-bias SMS 7630 est la mieux adaptée pour la récupération de faibles niveaux de puissances en comparaison à d'autres diodes Schottky zéro-bias telle que la HSMS2820, HSMS2860 et Macon MA4E1317. L'étude montre aussi que cette diode n'est pas adaptée aux puissances de l'ordre du microwatt notamment à cause de la valeur élevée de la résistance de jonction. Ils introduisent un autre type de diodes, « les Spindiodes », qui sont des diodes à jonction tunnel composées de multicouches magnétiques. Cette étude montre que cette diode est une

alternative prometteuse pour les très faibles niveaux de puissance (typiquement $1\mu\text{W}$) mais qui demeure jusqu'à présent au niveau recherche et qui n'est pas encore commercialisée.

III.4.4. Mesure des paramètres S en faibles et fortes puissances

Le régime de fonctionnement de la diode influe énormément sur la validité du modèle : en régime petits signaux les paramètres du modèle de la diode peuvent être considérés comme constants mais ce n'est plus le cas en larges signaux. Pour cette raison, une caractérisation en termes de paramètres S de la diode en faibles et forts signaux a été réalisée.

Le banc de mesure utilisé pour réaliser des mesures en fonction de la puissance est décrit sur la figure III.16. On fait un calibrage en puissance sur le VNA. Le calibrage permet une dynamique de 20 dBm. Nous choisissons de régler le niveau de puissance entre -10 dBm et 10 dBm. Nous réalisons par la suite un calibrage TRL afin d'éliminer les pertes dues à la transition micro-ruban et ligne coaxiale et fixer le plan de référence à l'entrée du composant.

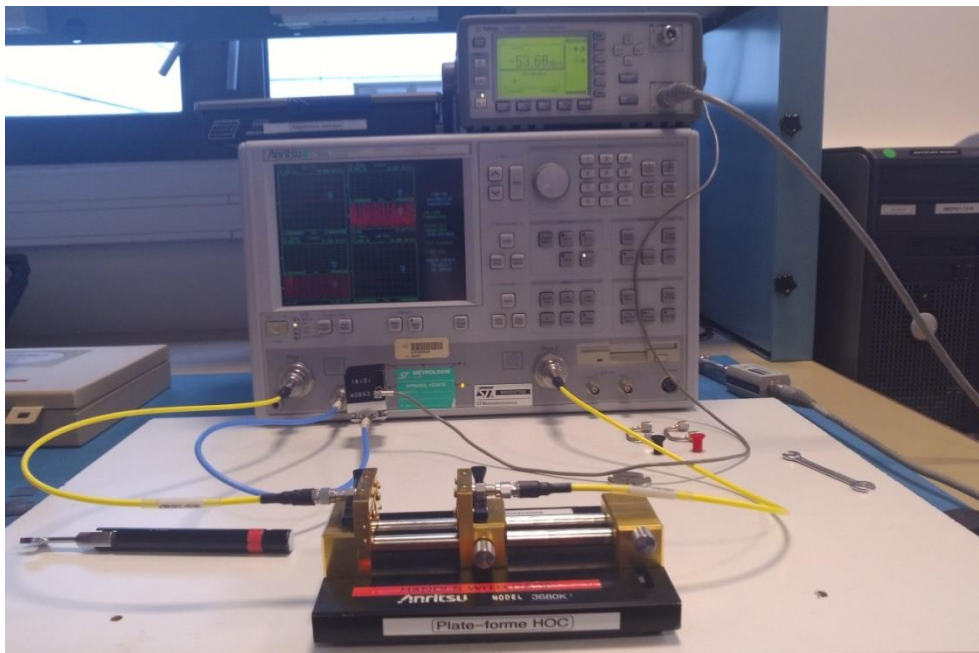


Figure III. 16. Dispositif de mesure

Les résultats de mesure et de simulation montrent que la diode SMS7630 a le même comportement en simulation qu'en mesure pour les faibles niveaux de puissance (typiquement -10 dBm). La figure III.17 décrit ces résultats. Ceci montre que le modèle Spice de cette diode est valide pour les faibles puissances. Lorsqu'on augmente le niveau de puissance, les résultats de mesure et de simulation divergent. Nous avons remarqué ce problème lors de la conception de nos circuits de conversion RF-DC, comme nous le verrons au chapitre 4. Des explications seront apportées à ce stade du manuscrit.

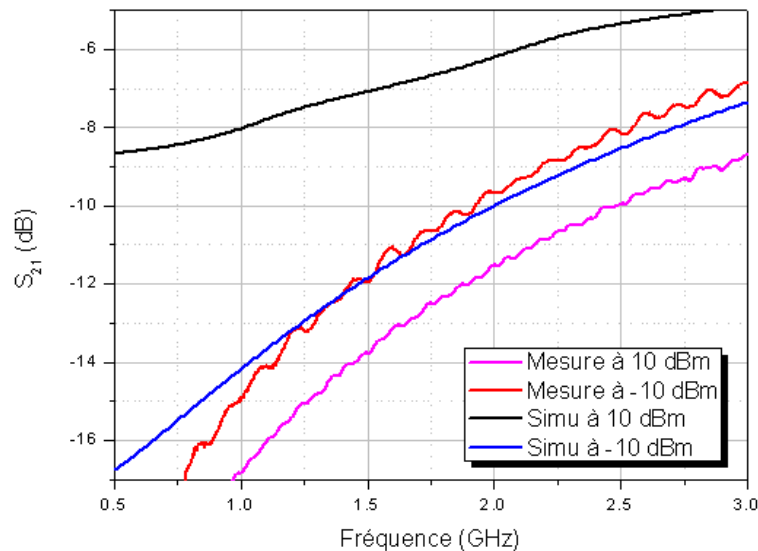


Figure III. 17. Comparaison de la mesure et de la simulation du coefficient de transmission de la diode SMS7630 montée en série

III.5. Caractérisation des afficheurs électrochrome

Dans notre application, la charge aux bornes de la rectenna est un afficheur électrochrome. Dans [III.19], l'importance de la valeur de la charge de sortie a été démontrée et le choix de cette charge doit être judicieux afin d'optimiser les performances du circuit de conversion. La connaissance du circuit équivalent de l'afficheur est par conséquent une étape nécessaire pour déterminer son impédance et pouvoir l'intégrer dans les logiciels de simulation.

III.5.1. Afficheur Electrochrome et fonctionnement

Un matériau électrochrome [III.20], [III.21] est tout matériau capable de changer de façon réversible ses propriétés optiques (couleur) quand une tension V lui est appliquée.

Un afficheur électrochrome est généralement composé de 5 couches, à savoir : 2 collecteurs de courant, une électrode de travail, une contre électrode et un électrolyte. En effet, le phénomène de coloration/décoloration résulte d'un transfert de charge entre les deux matériaux à travers les collecteurs de courant liés au circuit extérieur. Il s'agit d'un mécanisme reposant sur des réactions REDOX réversibles aux électrodes.

L'afficheur électrochrome contient principalement 3 couches (Figure III.18) :

- **Electrode de travail** : matériau électrochrome (PEDOT), il se colore quand $V > 0.7$ V et se décolore à $V \leq 0$.
- **Contre électrode** : assure le passage du courant dans le système électrochrome (Ag dans notre cas)
- **Electrolyte** : conducteur ionique gélifié (BMITFSI/PMMA), il est électroniquement isolant.

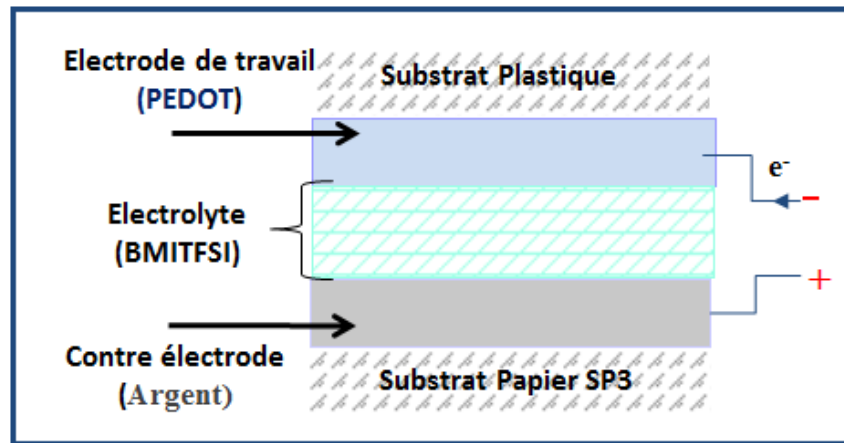


Figure III. 18. Structure d'un afficheur électrochrome

L'application d'une différence de potentiel aux bornes de l'afficheur entraîne le mouvement des ions présents dans l'électrolyte vers l'électrode de travail (ou la contre électrode suivant le sens du courant).

III.5.2. Extraction des caractéristiques électrochimiques de l'afficheur

L'ICMCB utilise, pour caractériser chaque couche de l'afficheur ainsi que l'afficheur entier, un potentiostat [III.22] « PGP201 ». Il s'agit d'un appareil électronique destiné à l'étude des phénomènes électrochimiques. Il est relié à trois électrodes : l'électrode de travail qu'on cherche à caractériser, la contre électrode et l'électrode de référence. Il mesure une différence de potentiel entre les électrodes de travail et de référence en appliquant un courant au niveau de la contre électrode. Le banc de mesure est décrit dans la figure III.19.

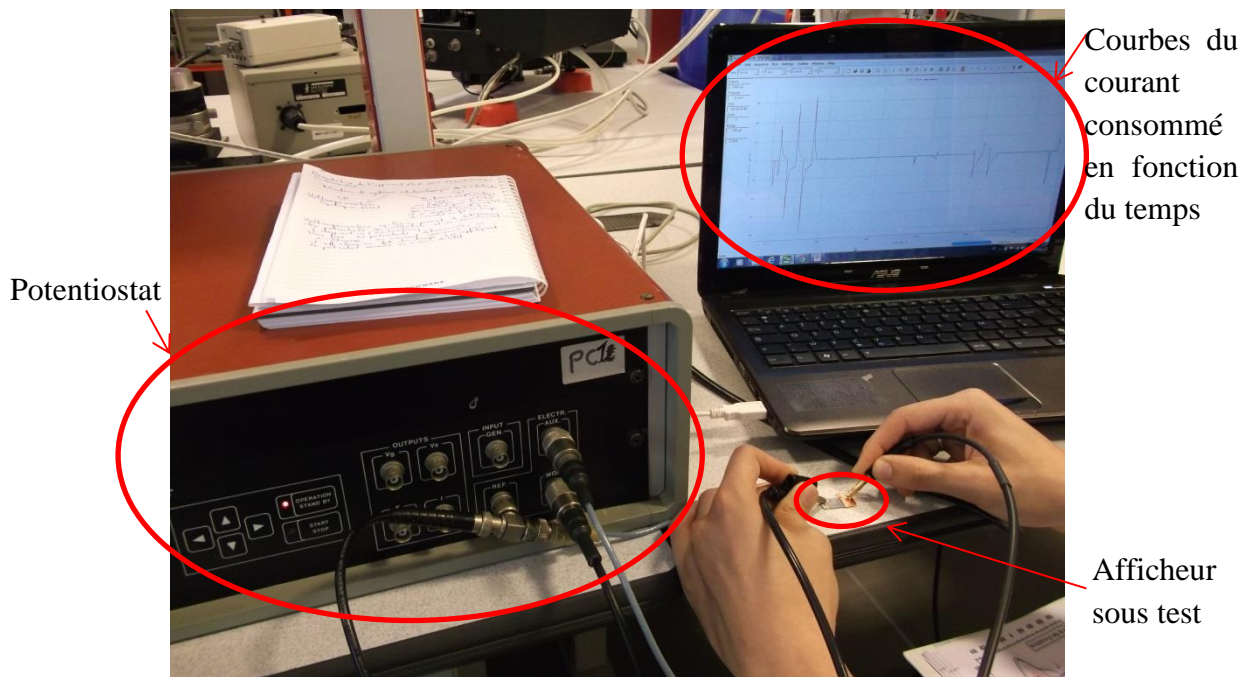


Figure III. 19. Appareil de mesure « Potentiostat »

Deux types de mesures se font pour étudier l'afficheur :

Une étude par voltampérométrie cyclique permet de déterminer les potentiels d'oxydation/Réduction de l'afficheur (Figure III.20) ou du matériau électrochrome (coloration/décoloration dans notre cas, 0.3 V correspondant à la tension de coloration), ainsi que la stabilité électrochimique de l'électrolyte (tension d'équilibre). Le principe de cette étude est d'appliquer un signal triangulaire de tension U et de mesurer la variation de la densité de courant j dans l'intervalle de tension balayé (ici $[-0,3 \text{ V } +0,3 \text{ V}]$ à 10 mV/s).

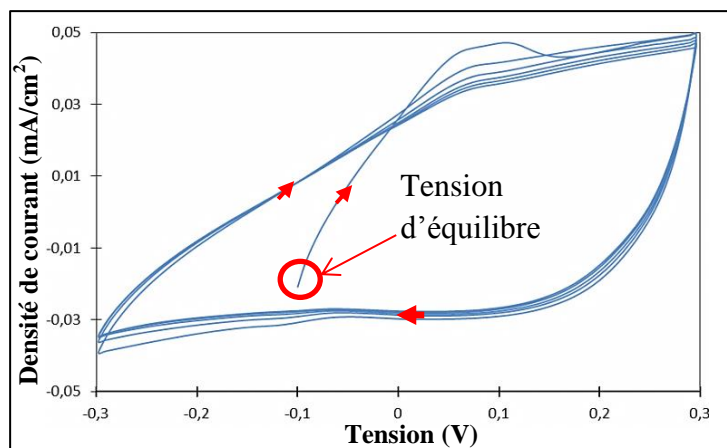


Figure III. 20. Courbe de Voltampérométrie cyclique

La chronoampérométrie cyclique permet d'étudier le comportement électrochimique de l'afficheur ou du matériau électrochrome seul en fonction du temps (en appliquant un signal rectangulaire de tension entre deux valeurs mesurées, préalablement, par voltampérométrie cyclique, i.e. -0.3 V et $+0.3 \text{ V}$).

Un exemple de chronoampérométrie est illustré sur la figure III.21. Il décrit la variation de la densité de courant j (en mA/cm^2) en fonction du temps (en secondes). La partie cathodique de la courbe ($j < 0$) correspond à l'état coloré (ou réduit) de l'afficheur électrochrome, tandis que la partie anodique ($j > 0$) correspond à l'état décoloré (oxydé) de l'afficheur. La zone « A » de la courbe montre que la densité de courant j s'annule complètement au bout de 10 secondes après une coloration saturée de l'afficheur. En revanche, la décoloration, représentée par la partie anodique, montre un retour à 0 moins rapide qu'en coloration (zone « B »), autrement dit, il faudrait plus de 10 secondes pour atteindre une coloration totale de l'afficheur.

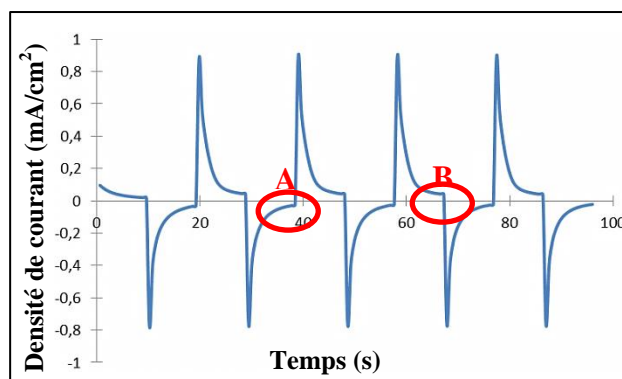


Figure III. 21. Exemple de courbe du courant consommé par un afficheur obtenu entre $-0.3 \text{ V}/10\text{s}$ et $+0.3 \text{ V}/10\text{s}$

III.5.3. Caractérisation haute fréquence des afficheurs

Nous avons étudié plusieurs types d'afficheurs avec un nombre de couches différents et avec différents électrolytes ou encore différents matériaux électrochrome. L'objectif était de réduire le nombre de couches afin de faciliter l'impression de l'afficheur sans détérioration des performances. En outre, il fallait trouver les matériaux permettant une tension de coloration faible (0.7V) et, d'une part, une coloration rapide (<5 s) pour que l'énergie nécessaire à la coloration de l'afficheur soit la plus faible possible vu que les niveaux de puissance mis en jeu sont faibles en amont de la chaîne, d'autre part une décoloration suffisamment lente pour visualiser le contraste et lire le code affiché (>10 s).

Le tableau III.7 décrit la composition des 4 afficheurs qui ont été testés.



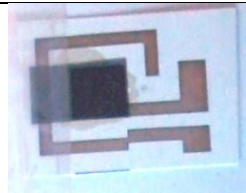

Afficheur (1)	Afficheur standard (SP3/Ag/Electrolyte/pedot/ITO/PET)	
Afficheur (2)	Afficheur standard (afficheur (1)) avec Ag en grille au lieu d'être uniforme comme (1)	
Afficheur (3)	Afficheur standard (afficheur (1)) + couche de vernis UV	
Afficheur (4)	(SP3/Ag/Electrolyte(BMITFSI)/TiO2- viologène/pedot/ITO/PET) + masque	

Tableau III. 7. Description et photographies des 4 afficheurs étudiés

La caractérisation en fonction de la fréquence est réalisée avec l'impédance-mètre Agilent 4294 (figure III.22) sur une large bande de fréquences (40Hz – 110MHz). La précision des mesures est de $\pm 0.08\%$ [III.23].



Figure III. 22. Impédance-mètre utilisé pour la caractérisation des afficheurs

Les trois premiers afficheurs ont la même composition : Electrode (Pedot)/ électrolyte /contre-électrode (Ag)/ collecteur de courant (ITO). L'électrolyte est par nature liquide. Par conséquent, pour le gélif, un polymère est ajouté. Pour l'afficheur (1) et (2) le polymère PMMA a été utilisé. Pour l'afficheur (3), nous avons remplacé le PMMA par un vernis UV proposé par le CTP. Le vernis UV augmente la résistance de l'afficheur. La contre électrode de l'afficheur (2) est réalisée sous forme de grille au lieu d'être étalée de manière uniforme. Les figures III.23 et III.24 montrent la variation de l'impédance de l'afficheur (3) avec la fréquence.

La résistance de l'afficheur (3) à tension de polarisation nulle est de l'ordre de 1.7 k Ω (en comparaison, elle est de 80 Ω pour l'afficheur (1)). Théoriquement, cette résistance croît avec la tension appliquée. En effet, lorsqu'on applique une tension plus importante, il y a plus d'électrons dans la couche électrochrome et par conséquent, il y a plus d'ions qui migrent de l'électrolyte vers la couche électrochrome. De ce fait, l'électrolyte sera appauvri en ions et tendra vers les caractéristiques d'un isolant. De plus, on remarque que la courbe de la partie imaginaire de cet afficheur passe par un minimum ensuite tend vers 0 vers les hautes fréquences. Cette allure nous permet de retrouver un circuit électrique équivalent à l'afficheur.

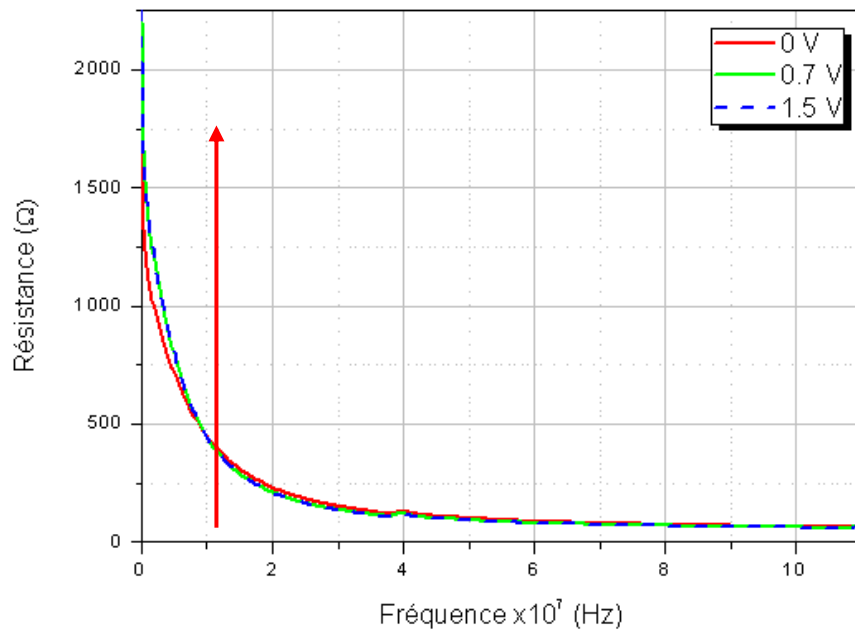


Figure III. 23. Partie réelle de l'impédance de l'afficheur (3)

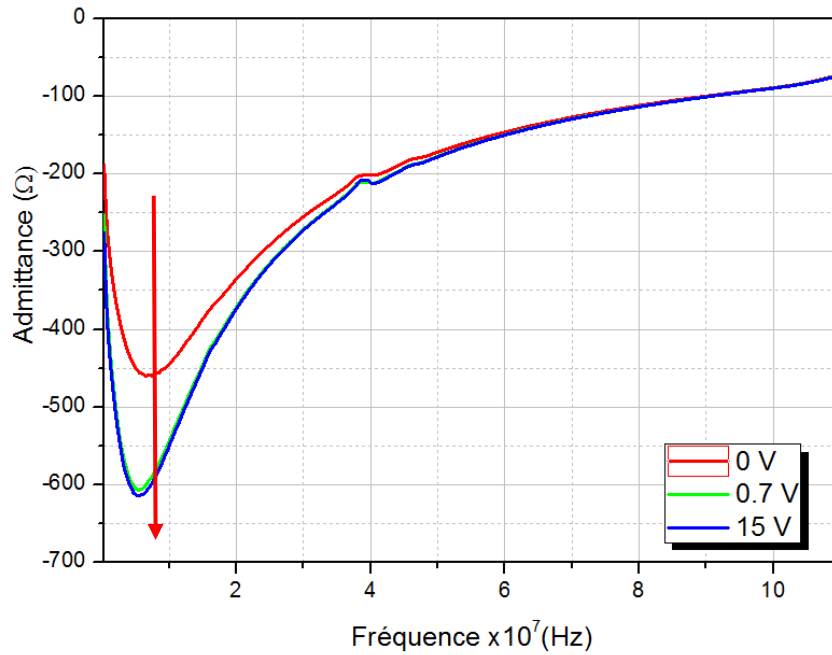


Figure III. 24. Partie imaginaire de l'impédance de l'afficheur (3)

III.5.4. Modèle électrique proposé

Le modèle électrique équivalent de l'afficheur est décrit sur la figure III.25. La résistance $R1$ correspond à la résistance des électrodes, plus $R1$ est grand plus le temps de coloration est grand. (On veut $R1$ le plus petit possible)

La résistance $R2$ représente les pertes diélectriques dans l'électrolyte. Plus $R2$ est grande, plus la décoloration de l'afficheur est lente.

La capacité $C1$ correspond à la capacité entre les électrodes qui dépend entre autre de l'épaisseur de l'électrolyte, de ses propriétés diélectriques (son ϵ_r) et de la surface de chaque électrode.

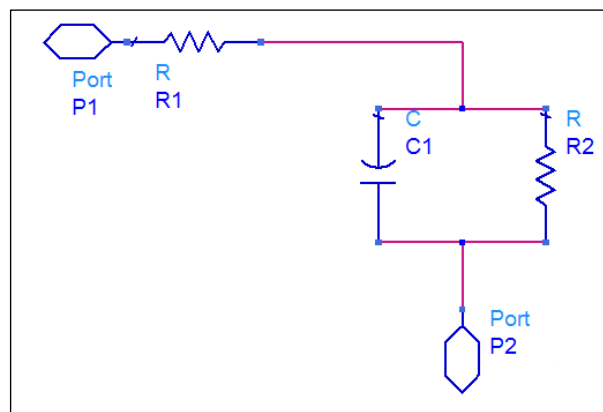


Figure III. 25. Schéma du circuit électrique équivalent

Un afficheur idéal pour notre application correspond à un $R1$ petit (tend vers 0), $R2$ tend vers l'infini et $C1$ petit pour que la quantité de charge nécessaire à la coloration de l'afficheur soit faible (et donc la tension) ($\Delta Q = C \times \vartheta(t)$)

La capacité de l'afficheur dépend de l'électrolyte,

$$C = \frac{\varepsilon_0 \times \varepsilon_r \times S}{h} \quad [Eq III.44]$$

Pour cela, l'épaisseur de la couche d'électrolyte doit être plus grande, ou la surface de l'électrolyte peut être diminuée ou bien d'autres types d'électrolyte avec ε_r plus faible peuvent être utilisés afin de rendre la capacité C1 plus faible.

III.5.5. Optimisation de l'afficheur

Pour réduire la quantité de courant consommée afin de nécessiter une tension de coloration plus faible, une deuxième méthode a été proposée. Elle consiste à insérer entre la couche électrochrome (Pedot) et la couche électrolyte (BMITFSI) un masque isolant avec des ouvertures dessus. Les ouvertures décrivent 4 petits carrés comme le montre la figure III.26. Cette méthode permet certes de réduire le courant consommé mais permet également d'afficher un code ou une image.

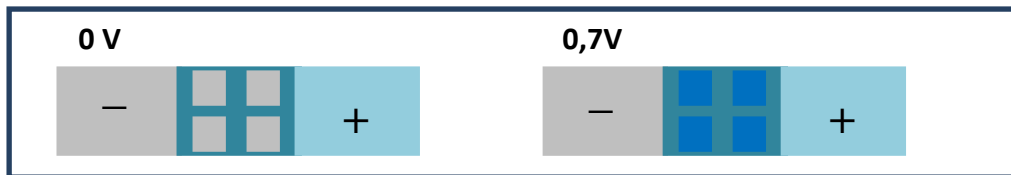


Figure III. 26. Principe de fonctionnement de l'afficheur 4

Les courbes tracées de l'impédance de l'afficheur (4) (figure III.27) montrent une augmentation considérable de la résistance. La partie imaginaire (figure III.28) garde la même allure que celle de l'afficheur (3), elle converge en hautes fréquences vers 0 et la valeur de la capacité a aussi augmenté de manière considérable.

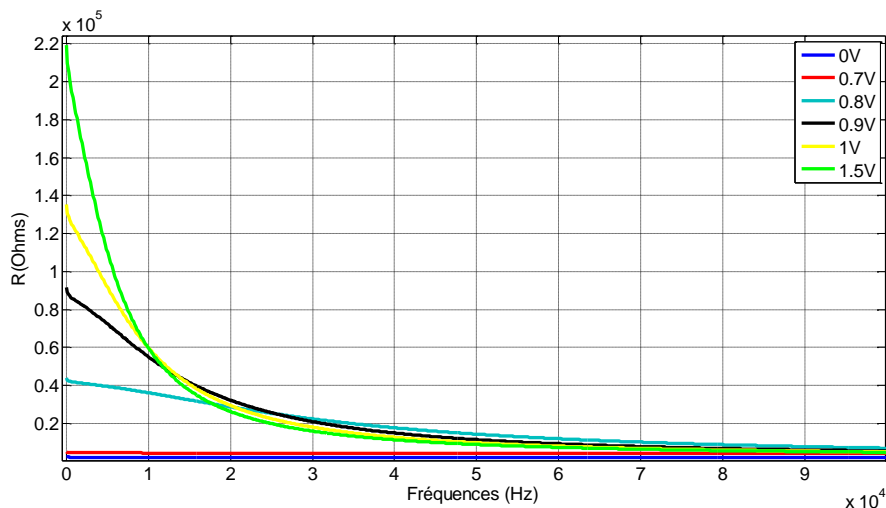


Figure III. 27. Impédance réelle de l'afficheur (4) de 40Hz à 100KHz

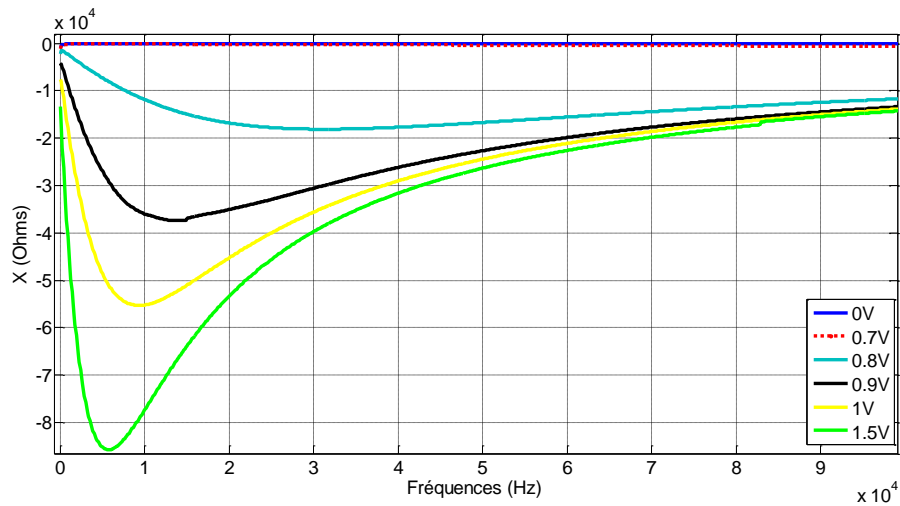


Figure III. 28. Impédance imaginaire de l'afficheur (4) de 40Hz à 100KHz

III.5.6. Caractérisation basse fréquence

D'autres mesures ont été réalisées dans le domaine temporel et en basse fréquence. La figure III.29 décrit le banc de mesure utilisé. Un signal carré est généré et envoyé à l'afficheur grâce au générateur BF. L'oscilloscope est branché en parallèle à l'afficheur afin de tracer l'allure de la tension de sortie aux bornes de l'afficheur. La figure III.30 décrit la courbe qui en résulte. Nous avons un signal carré qui est le signal d'entrée (courbe verte), la courbe résultante (courbe bleue) présente une constante de temps de charge petite et une constante de temps de décharge qui est plus complexe. Nous pouvons observer deux séquences (ou deux temps) de décharge. A l'issue de ces résultats, nous avons établi un deuxième modèle d'afficheur qui prend en compte l'état de charge de l'afficheur. Ce modèle est décrit sur la figure III.31.

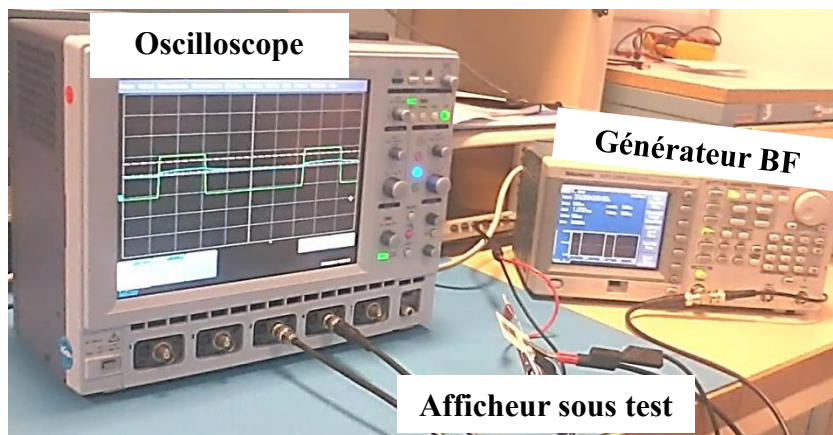


Figure III. 29. Banc de mesure pour caractériser l'afficheur en temporel

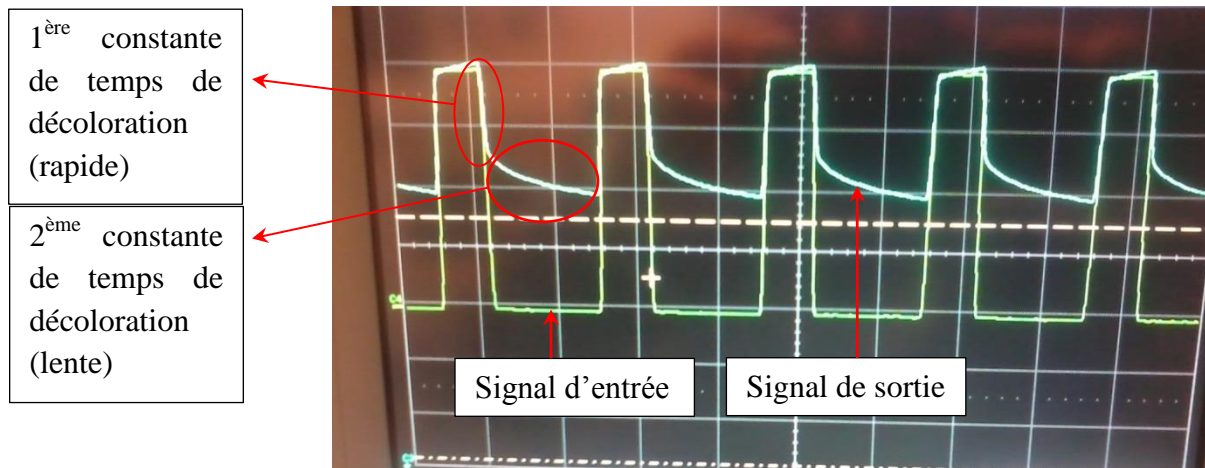


Figure III. 30. Photographie de l'allure des tensions à l'entrée et à la sortie de l'afficheur

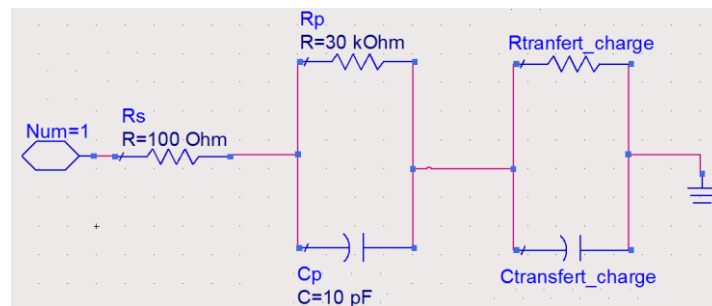


Figure III. 31. Modèle électrique équivalent de l'afficheur

Ce modèle est plus complet. Il prend en compte des phénomènes électriques très lents liés au transfert de charges aux interfaces. Cependant ce phénomène influe très peu sur le comportement dynamique de l'afficheur et nous l'avons donc négligé dans la conception de nos circuits de conversion RF-DC.

III.6. Conclusion

Nous avons mis en évidence dans ce chapitre l'importance de connaître les propriétés intrinsèques des supports papier. Nous avons déterminé la constante diélectrique et la tangente des pertes d'une large gamme de papier. Nous avons éliminé un lot de papier pour leur caractère anisotrope qui ne convient pas à notre application. Nous avons choisi le papier avec les pertes diélectriques les plus faibles et dont l'imprimabilité est bonne. Nous avons aussi mis en œuvre deux méthodes de caractérisation complémentaires à savoir la méthode des lignes de transmission et la méthode de la cavité résonante. La méthode de la ligne de transmission présente beaucoup d'incertitudes lors de la phase de mesure ou de l'optimisation mais a l'avantage d'être large bande.

L'encre conductrice en argent a été caractérisée et nous avons montré que l'encre imprimée avec la méthode de flexographie présente une épaisseur variable et une rugosité de l'ordre de $2\mu\text{m}$. Sa conductivité est 60 fois plus faible que celle du l'argent massif.

Dans une seconde partie, nous avons étudié les différents paramètres caractérisant une diode Schottky et nous avons choisi la diode Schottky SMS 7630 pour la suite de notre travail. Elle

présente une faible capacité de jonction et un potentiel de jonction faible ce qui permet d'être sensible aux faibles niveaux de puissances. Des mesures en fortes et faibles puissances ont été aussi réalisées, nous avons montré que le modèle Spice n'est pas valable pour les forts niveaux de puissances (on reviendra sur ce point dans le chapitre 4).

Enfin, une caractérisation des afficheurs électrochrome a été faite. Nous avons proposé un modèle simplifié d'afficheur qui est en accord avec la mesure. Nous avons aussi trouvé une relation entre chaque élément du modèle proposé et le comportement physique de l'afficheur. Ainsi, nous avons pu, en collaboration avec l'ICMCB, améliorer l'afficheur pour avoir une plus grande tension de sortie de l'ensemble de la rectenna.

III.7. Références Bibliographiques

- [III.1] HP, "Basics of measuring the dielectric properties of materials", Application note 1217-1, March 1992
- [III.2] Ghiotto, A., "Conception d'antennes de tags RFID UHF, application à la réalisation par jet de matière", thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, 2008, Valence, France.
- [III.3] Bechevet, D., « Contribution au développement de tag RFID UHF et microondes sur matériaux plastiques », thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, 2005, Valence, France.
- [III.4] Ghodgaonkar, D.K.; Varadan, V.V.; Varadan, Vijay K., "A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.38, no.3, pp.789-793, Jun 1989
- [III.5] Haddadi, K.; Lasri, T., "Geometrical Optics-Based Model for Dielectric Constant and Loss Tangent Free-Space Measurement," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.63, no.7, pp.1818-1823, July 2014
- [III.6] Hasan, S.; Sundaram, M.; Kang, Y.; Howlader, M.K., "Measurement of Dielectric Properties of Materials using Transmission/Reflection Method with Material filled Transmission Line," *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2005. IMTC 2005. Proceedings of the IEEE*, vol.1, pp.72-77, 16-19 May 2005
- [III.7] Rida, A.; Li Yang; Vyas, R.; Bhattacharya, S.; Tentzeris, M.M., "Design and integration of inkjet-printed paper-based UHF components for RFID and ubiquitous sensing applications," *Microwave Conference, 2007. European*, pp.724-727, 9-12 Oct. 2007
- [III.8] Riedell, C.H.; Kay, M.; Pomerleau, R.; Steer, M.; Kasten, J.; Basel, M., "Dielectric characterization of printed circuit substrates," *Southeastcon '89 Proceedings on Energy and Information Technologies in the Southeast*, IEEE, pp.102-106 vol.1, 9-12 April 1989
- [III.9] Agilent Technologies, "Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements", Product Note 8510-8A, 4 May 2001
- [III.10] Gupta, K.C.; Garg, R.; Bahl, I.; Bhartia, P., "Microstrip lines and slotlines", 2nd Edition
- [III.11] Pozar, D. M., "Microwave Engineering", John Wiley & sons, Inc.
- [III.12] <http://www.damaskosinc.com/cavity.htm>
- [III.13] Van der Pauw, L. J., "A method of measuring the resistivity and Hall coefficient on lamellae of arbitrary shape", *Philips Technical Review*, vol. 13, no.1, February 1958.
- [III.14] Agilent Technologies, "Fundamentals of RF and microwave power measurements", AN64-1A, June 1998.
- [III.15] Daullé, A.; Xavier, P.; Raully, D., "A power sensor for fast measurement of telecommunications signals using substitution method", *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, Vol.50, no.5, October 2001.
- [III.16] Umeda, T.; Yoshida, H.; Sekine, S.; Fujita, Y.; Suzuki, T.; Otaka, S., "A 950-MHz rectifier circuit for sensor network tags with 10-m distance," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol.41, no.1, pp.35-41, Jan. 2006

- [III.17] Agilent Technologies, “Diode Detector simulation using Agilent Technologies EEsof ADS software”, Application note 1156.
- [III.18] Takhdimit, H., “Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d’énergie sans fil à 2.45 GHz”, Thèse soutenue en Octobre 2008
- [III.19] Hemour, S.; Yangping Zhao; Lorenz, C.H.P.; Houssameddine, D.; Yongsheng Gui; Can-Ming Hu; Ke Wu, "Towards Low-Power High-Efficiency RF and Microwave Energy Harvesting," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.62, no.4, pp.965,976, April 2014
- [III.20] Danine, A. ; Cojocaru, L. ; Faure, C.; Olivier, C.; Toupance, T.; Campet, G.; Rougier, A., “Room Temperature UV treated WO₃ thin films for electrochromic devices on paper substrate”, *Electrochimica Acta*, Vol. 129, pp.113 – 119, 2014.
- [III.21] Monk, P.M.S.; Mortimer, R.J.; Rosseinsky, D.R., “Electrochromism and Electrochromic devices”, ISBN-13 978-0-521-82269-5.
- [III.22] <http://www.hach.com/pgp201-economical-electrochemical-potentiostat-galvanostat-radiometer-analytical/product-details?id=7672070505>
- [III.23] http://www.testwall.com/datasheets/HP_42942A.pdf

CHAPITRE IV

Conception de circuit de conversion RF-DC à 2.45 GHz

IV.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de concevoir un circuit de conversion RF-DC à 2,45 GHz sur papier capable de délivrer une tension DC maximale dans une charge de l'ordre de 30 k Ω . Nous proposons donc dans ce chapitre l'étude de deux circuits de conversion RF-DC en technologie micro-ruban à 2.45 GHz. La technologie micro-ruban a été choisie car son plan de masse présente l'avantage d'isoler le circuit par rapport à son environnement (l'impédance caractéristique n'est pas influencée par les matériaux se situant derrière le plan de masse) et elle est simple à réaliser. Ces circuits serviront pour les démonstrateurs du chapitre suivant intégrant alors aussi les antennes.

Le premier circuit correspond à la structure classique monodiode constitué de six blocs, notamment les blocs filtrage HF et DC et le bloc adaptation d'impédance. Ce premier circuit réalisé sur un substrat RF classique nous a permis de dégrossir les problèmes avant de passer à une conception sur papier avec des encres. La diode qui a été utilisée pour ce circuit est la diode classique HSMS 2855 montée en série.

Pour le deuxième circuit, nous avons cherché à miniaturiser le plus possible la structure en supprimant les blocs de filtrage. Celle-ci est à base de deux diodes montées en série dans des sens opposés. La diode SMS 7630 utilisée présente une tension de seuil plus faible ainsi qu'une valeur de capacité de jonction plus petite que la diode précédente. Par conséquent elle a une plus grande sensibilité pour les plus faibles puissances.

La simulation et l'optimisation des circuits ont été réalisées à l'aide de logiciels de simulation ADS et CST, les deux logiciels utilisant la technique d'« Harmonic Balance ». L'avantage de CST réside dans la simplicité de la conception du modèle 3D afin de réaliser une simulation électromagnétique de l'ensemble de la rectenna (y compris, nous le verrons plus tard, l'antenne). Le logiciel ADS est plus orienté circuit, il permet la cosimulation Harmonic Balance et Momentum. Avant d'exposer en détails la conception, la réalisation et les tests des deux circuits pré-cités, arrêtons-nous un peu plus sur ces aspects logiciels.

IV.2. Logiciels de simulation

Le choix du simulateur et du logiciel est très critique lorsqu'il s'agit d'associer des éléments passifs (antennes, tronçons de lignes, inductances, capacités) et des éléments actifs (diodes).

En effet, pour optimiser les performances globales de la rectenna, l'antenne (ou le réseau d'antennes) de réception devrait débiter sur une impédance égale à son impédance de rayonnement et ceci malgré la présence du détecteur à diode qui présente des non linéarités en fonction du niveau du signal reçu mais également d'une éventuelle variation de l'impédance de l'afficheur.

Dans le cas où il y a une adaptation d'impédance entre l'antenne et le circuit de conversion, le transfert de puissance du générateur vers la charge est maximal. Si cette condition n'est pas respectée, une partie de l'énergie électromagnétique captée par l'antenne ne sera pas transmise vers la diode ce qui est rédhibitoire pour notre application vus les faibles niveaux de puissance mis en jeu.

Une approche globale est par conséquent nécessaire pour optimiser la structure complète, à la fois l'aspect non linéaire de la diode mais aussi les aspects rayonnement, propagation et couplage.

IV.2.1.Advanced Design System

Le logiciel ADS est développé par Agilent Technologies. Il est dédié à la simulation et à la conception des circuits et des systèmes électroniques RF. Il offre tout un ensemble d'environnements de simulation de types circuit et électromagnétique, dans les domaines temporel et fréquentiel. Dans ce travail de thèse, le logiciel ADS a été utilisé pour simuler et optimiser le circuit de conversion RF-DC. Dans un premier temps, la méthode *Harmonic Balance* (HB) a été utilisée [IV.1]. Il s'agit d'une solution permettant l'analyse des circuits non-linéaires. L'algorithme de HB se déroule ainsi : deux calculs indépendants pour les blocs linéaires et les blocs non linéaires sont effectués. Des analyses dans le domaine fréquentiel sont réalisées pour le bloc linéaire et un calcul dans le domaine temporel est effectué pour les blocs non linéaires. La transformée de Fourier permet le passage entre le domaine temporel et fréquentiel. La deuxième étape consiste à utiliser la Loi des nœuds qui stipule que la somme des courants qui rentrent dans un nœud est égale à la somme des courants qui en sortent, afin de vérifier si le calcul s'est bien déroulé. Cet algorithme est itératif tant que la fonction d'erreur (loi des nœuds) n'a pas été respectée.

Toutefois, HB est une méthode d'analyse circuit qui ne tient pas compte de tous les phénomènes électromagnétiques et des couplages éventuels entre composants. Afin d'y remédier, HB a été combiné avec le simulateur électromagnétique Momentum basé sur une discrétisation de la géométrie du circuit RF planaire et un solveur issu de la méthode des moments. Ceci a permis d'effectuer une co-simulation électromagnétique-circuit.

A fortes puissances, un autre type de simulateur Large signaux (LSSP) [IV.2] a été utilisé : il remplace le simulateur SP (S-Parameters) qui permet de réaliser des simulations petits signaux pour des circuits linéaires ou linéarisés autour d'un point de fonctionnement. Contrairement à SP, LSSP utilise une méthode de type Harmonic Balance, dédiée aux circuits non-linéaires. Comme la simulation Harmonic balance est une simulation « grands signaux », ses solutions incluent des effets non-linéaires sur les paramètres des circuits, ce qui permet d'étudier la variation des paramètres S à forts niveaux de puissance.

IV.2.2.Computer System Technology

CST MICROWAVE STUDIO est un outil spécialisé pour la simulation et la conception électromagnétique trois dimensions (3D) des composants hautes fréquences. Il permet de résoudre dans le domaine temporel les équations de Maxwell sous leur forme intégrale avec la méthode des différences finies. Il offre une interface graphique de modélisation puissante afin de simplifier le processus de saisie de la structure. Après la modélisation du composant, une procédure de maillage automatique peut être appliquée avant de lancer la simulation. CST offre aussi un environnement schématique « CST Design Studio » où la méthode d'analyse HB est utilisée. Par contre, l'interface schématique n'est pas aussi intuitive et simple que celle d'ADS. Les étapes de la co-simulation sont les suivantes :

- Créer un projet schématique dans lequel on trace l'ensemble du circuit sans rajouter d'éléments localisés (type diode ou capacité)
- Créer deux sous projets un type schématique et un deuxième type 3D.
- Dans le sous projet schématique, on peut rajouter les éléments localisés et réaliser une simulation HB. Sur cette partie on peut aussi effectuer des optimisations.

CST met à jour automatiquement les changements à la fois dans le sous projet schématique et 3D. Dans ce travail, il est important d'effectuer la simulation de l'ensemble de la rectenna en tenant compte aussi de l'antenne. Il est aussi intéressant de comparer les modèles de diode et l'analyse effectuée par les deux logiciels en faibles et forts signaux.

IV.3. Circuit mono diode

Le premier circuit développé est un circuit mono-diode montée en série conçu en technologie micro-ruban à 2,45 GHz. L'intérêt de la structure à diode série, comme nous l'avons vu au chapitre 2, est qu'elle permet de détecter les faibles niveaux de puissance par rapport à une structure de doubleur de tension ou pont de diode. Le substrat utilisé est le Rogers UltraLam 2000 ($\epsilon_r = 2.5$, $\tan\delta = 0.0022$ et $h = 0.377$ mm) parce que sa constante diélectrique est proche de celle du substrat papier qu'on utilisera plus loin (SP3). La diode utilisée est une diode Schottky classique HSMS 2855. Le boîtier comporte 2 diodes mais une seule est exploitée (nous n'avons pas choisi le boîtier à une seule diode car il n'était pas disponible sur le marché à petites quantités).

Comme nous l'avons déjà exposé, la diode est un élément non linéaire qui génère non seulement la puissance DC, mais aussi des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques peuvent diminuer le rendement du circuit. Le circuit développé comporte ainsi 5 blocs comme le montre la figure IV.1 à savoir deux filtres HF et DC pour bloquer les harmoniques supérieures, une diode, la charge et un adaptateur d'impédance situé entre le filtre HF et la diode dont le rôle est de permettre le transfert d'un maximum de puissance.

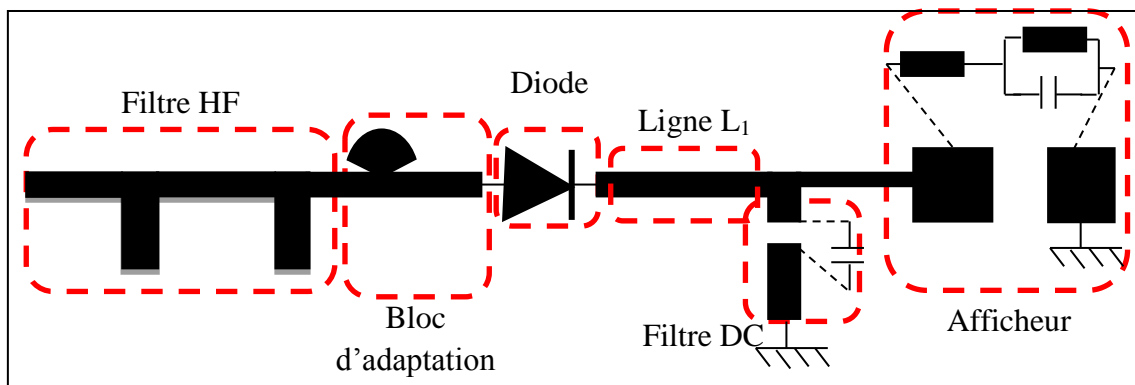


Figure IV. 1. Layout du convertisseur classique proposé

IV.3.1. Conception du filtre HF

Le filtre HF est un filtre passe bas. Son rôle consiste à bloquer les harmoniques supérieures générées par l'élément non linéaire que constitue la diode. Sa fréquence de coupure est choisie entre la fréquence fondamentale à 2.45 GHz et la première harmonique à 4.9 GHz.

Le filtre est conçu pour laisser passer la fréquence fondamentale et atténuer toutes les harmoniques. Compte tenu de la gamme de fréquences, il a été conçu avec des éléments distribués et des stubs.

Son schéma est décrit sur la figure IV. 2. C'est en définitive un filtre à saut d'impédance. Le filtre à saut d'impédance est un filtre passe-bas qui consiste en une cascade alternant des lignes de transmission de faible et de haute impédance caractéristique. Ces lignes, plus courtes que la longueur d'onde, agissent comme des éléments localisés. En effet, une ligne de haute impédance est équivalente à une inductance série alors qu'une ligne de faible impédance remplace une capacité en parallèle. Dans le filtre à saut d'impédance, la capacité en parallèle est réalisée par une ligne de faible impédance caractéristique. Quand l'impédance est très faible, la structure physique ressemble plus à des stubs perpendiculaires à la ligne principale. Les filtres à stubs peuvent ainsi être utilisés pour concevoir des filtres passe-bas.

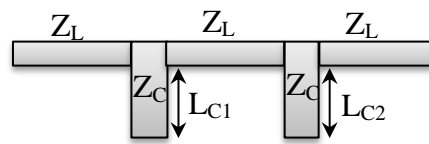


Figure IV. 2. Schéma équivalent d'un filtre à base de stubs

Les lignes de compensation (ou stubs) [IV.3] sont des lignes fermées ou ouvertes, placées en parallèle sur la ligne principale et qui servent à réaliser une impédance d'entrée variable simplement en agissant sur sa longueur.

La matrice ABCD d'un stub s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} \quad [Eq IV. 1]$$

avec Y l'admittance à l'entrée du stub.

$Z_e = 1/Y$ est l'impédance de la ligne en entrée. Avec l'hypothèse de ligne sans pertes, elle est donnée par l'expression suivante :

$$Z_e = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_L \tan \beta l} \quad [Eq IV. 2]$$

avec Z_c l'impédance caractéristique de la ligne et Z_L l'impédance de charge.

Deux cas particuliers sont intéressants à souligner : ligne en court-circuit et ligne en circuit ouvert.

- **Ligne en court-circuit**

Lorsque la charge est nulle $Z_L = 0$, on dit que la ligne est en court-circuit. Avec cette valeur d'impédance, (Eq IV.3) montre que l'impédance d'entrée de la ligne s'exprime par :

$$Z_e = jZ_c \tan \beta l \quad [Eq IV. 3]$$

L'impédance d'entrée de la ligne en court-circuit varie avec la longueur électrique βl .

Pour $0 < \beta l < \pi/2$: $Z_e = jZ_c X$, ce qui correspond à une impédance inductive. Une ligne court-circuitée de longueur comprise entre 0 et $\lambda/4$ est équivalente à une inductance.

Pour $\beta l = \pi/2$: Z_e est infinie. Une ligne court-circuitée de longueur $\lambda/4$ est équivalente à un circuit parallèle résonnant.

Pour $\pi/2 < \beta l < \pi$: $Z_e = -jZ_c X$, ce qui correspond à une impédance capacitive. Une ligne court-circuitée de longueur comprise entre $\lambda/4$ et $\lambda/2$ est équivalente à une capacité.

Pour $\beta l = \pi$, $Z_e = 0$. Une ligne court-circuitée de longueur $\lambda/2$ est équivalente à un circuit série résonnant.

- **Ligne en circuit ouvert**

Lorsque la charge est infinie $Z_L = \infty$, la ligne est fermée par un circuit ouvert à son extrémité. (Eq IV.4) montre que l'impédance d'entrée s'écrit alors sous la forme :

$$Z_e = \frac{Z_c}{j \tan \beta l} \quad [Eq IV.4]$$

En appliquant le même raisonnement que celui de la ligne en court-circuit, une ligne en circuit ouvert est équivalente à une capacité lorsque $0 < \beta l < \pi/2$ et est équivalente à une inductance pour $\pi/2 < \beta l < \pi$.

Ainsi, à partir des lignes de transmission, on peut réaliser des composants passifs de faibles valeurs tels que des capacités ou des inductances. Le stub constitue une application directe de ces propriétés.

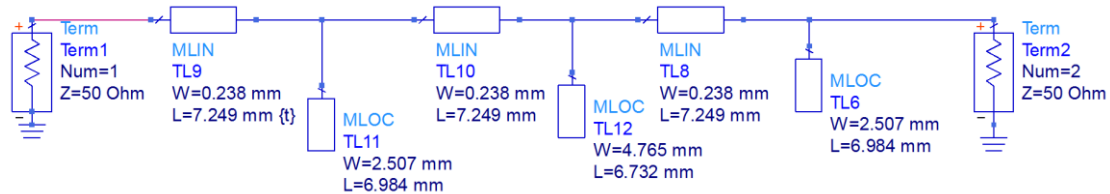


Figure IV. 3. Circuit électrique du filtre HF simulé sous ADS

Le schéma du circuit simulé sous ADS avec les différentes longueurs et largeurs de lignes est donné sur la figure IV.3. La réponse du filtre décrite dans la figure IV.4 et optimisé avec ADS correspond à un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure correspond à 3.5 GHz et dont la bande rejetée varie de 3.5 GHz à 10 GHz. Elle couvre les 3 premières harmoniques supérieures.

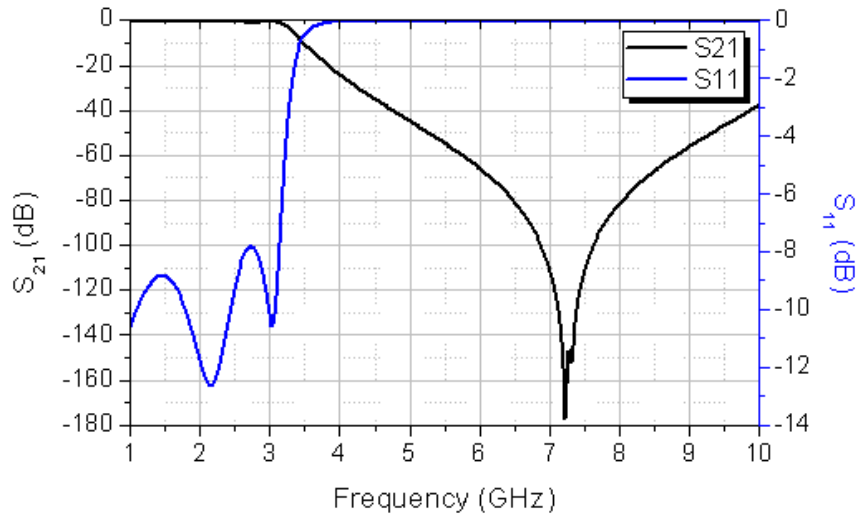


Figure IV. 4. Réponse simulée du filtre HF sur RO Ultralam 2000

IV.3.2.Filtre DC

Le filtre côté DC est aussi un filtre passe-bas. Son rôle est de bloquer le signal RF (fondamentale et harmoniques supérieures) et de laisser passer uniquement le signal DC. Pour des raisons de miniaturisation, nous avons choisi d'utiliser un composant localisé à savoir une capacité. Le filtre DC est une capacité CMS. Une étude paramétrique a été effectuée pour choisir la meilleure valeur de cette capacité, afin d'atteindre le plus haut niveau de la tension de sortie. La valeur optimale de la capacité est de 2.2 nF.

La capacité doit fonctionner comme un court-circuit à partir de la fréquence 2.45 GHz. L'impédance correspondante à la capacité s'écrit :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} [\Omega] \quad [Eq IV. 5]$$

A 2.45 GHz, $X_c = 0.03 \Omega$.

On introduit par conséquent en HF un court-circuit entre la diode et l'afficheur ce qui permet le filtrage du signal HF.

IV.3.3.Procédure d'optimisation de la tension de sortie

Les circuits rectenna ont un comportement non linéaire en raison de la présence des diodes. C'est la raison pour laquelle la conception des sous-parties de la rectenna indépendamment les unes des autres est complexe. L'objectif est dans un premier temps de relier la diode au filtre DC et à la charge tout en optimisant la tension de sortie aux bornes de charge. Dans un deuxième temps, l'objectif est d'évaluer l'impédance vue en entrée de la diode afin de l'adapter au filtre côté HF qui était conçu avec des accès à 50Ω . Le circuit de conversion peut être approximé par une impédance caractéristique Z_0 qui joue le rôle de charge du filtre HF et du bloc d'adaptation. La particularité de cette charge réside dans son comportement fortement non linéaire dû essentiellement à la présence des diodes servant à faire la conversion RF-DC. Le niveau de non linéarité dépend du niveau de puissance à l'entrée du circuit. Le transfert de

puissance d'un bloc vers un autre est optimal lorsque les impédances caractéristiques des blocs sont conjuguées.

IV.3.3.1 Impédance de l'afficheur

Pour déterminer quelle impédance de l'afficheur réalisé par nos collègues de l'ICMC Bordeaux il fallait spécifier pour atteindre une tension maximale, une étude paramétrique a été réalisée. La figure IV.5 présente la variation de l'efficacité et de la tension de sortie en fonction de la charge pour deux niveaux de puissance d'entrée différents. Le résultat montre que plus la valeur de la charge augmente, plus la tension à ses bornes est importante. Par contre l'efficacité atteint un optimum pour une charge donnée et ensuite diminue lorsqu'on continue à augmenter la charge. Ce résultat est confirmé par d'autres études récentes dans le domaine de la récupération d'énergie électromagnétique [IV.4] mais la spécificité de notre application nous a conduits à privilégier le niveau de tension DC obtenu au détriment de l'efficacité de conversion.

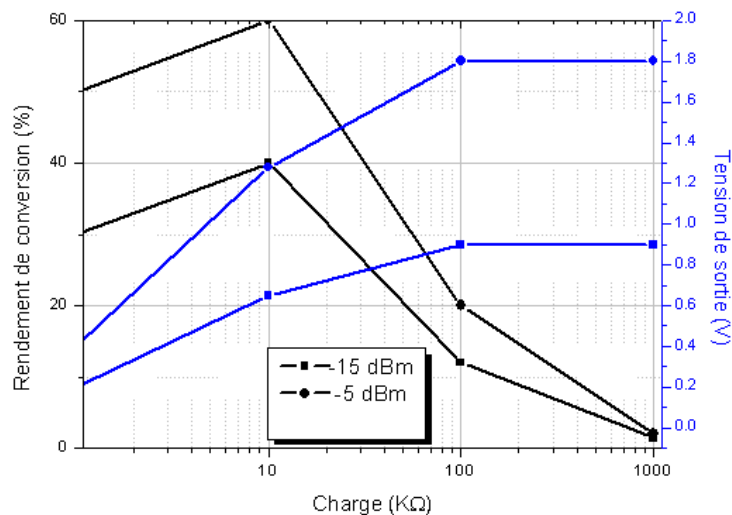


Figure IV. 5. Influence simulée de la charge RL sur le rendement

IV.3.3.2 Paramètre critique L1

La conception de la rectenna se fait de l'aval vers l'amont. Le point de départ de la conception du circuit de conversion RF-DC est l'afficheur qui impose la valeur de la charge. Un afficheur commercial avec une résistance de 100 KΩ a été utilisé pour ce premier circuit. Les tronçons de lignes reliant l'afficheur au filtre de sortie (ou côté DC) et à la diode sont importants pour le rendement du circuit. La ligne L1 indiquée figure IV.1 permet de renvoyer les harmoniques supérieures ainsi que la composante fondamentale vers la diode pour les mélanger de nouveau et augmenter la quantité d'énergie transférée en DC. Les figures IV. 6 (a) et (b) montrent les niveaux de tension en amont et en aval de la ligne L1 pour la composante fondamentale à 2.45 GHz et pour la 2ème harmonique (7.35 GHz).

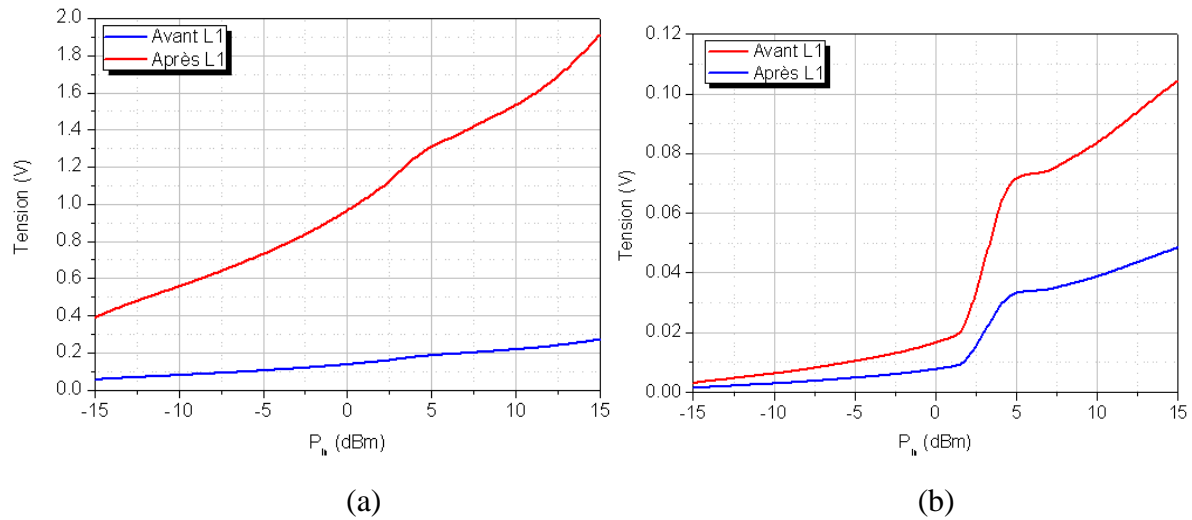


Figure IV. 6. Niveau de tension avant et après la ligne L1 a) à 2.45 GHz et b) à 7.35 GHz

La longueur doit être optimisée de telle sorte que l'onde arrive en phase avec le reste de signal de manière à ce que les deux signaux s'additionnent et que le mélange soit constructif. Elle permet aussi de compenser la partie imaginaire capacitive de la diode. La figure IV.7 montre la variation de la tension de sortie en fonction de la longueur de la ligne entre la diode et la capacité pour différents niveaux de puissances allant de -15 dBm à 15 dBm. Nous choisissons une longueur de 13 mm qui correspond à la tension la plus élevée sur la bande de puissance [-15 dBm ; -10 dBm].

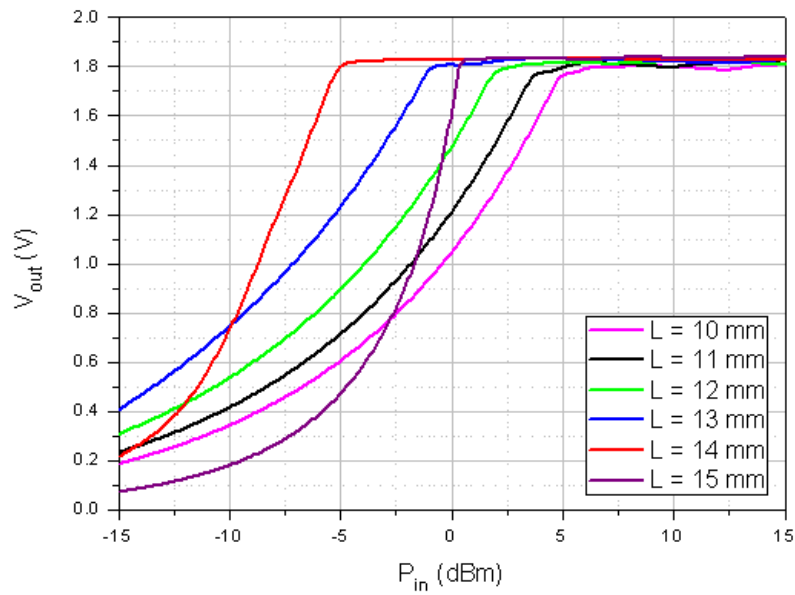


Figure IV. 7. Influence simulée de la ligne de longueur L1 sur la tension de sortie

La figure IV.8 décrit le bloc obtenu en aval de la diode. L'impédance de chaque partie du circuit est calculée en insérant des sondes de courant et de tension dans le circuit décrit sous ADS. Z_d correspond à l'impédance à l'entrée de la diode lorsque celle-ci est reliée à un court-circuit. Les impédances sont calculées à la puissance de -15 dBm.

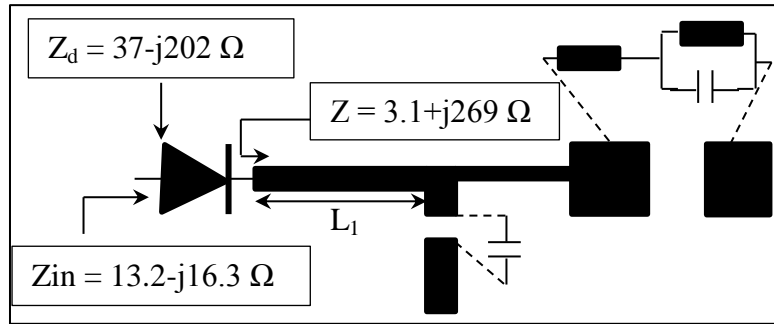


Figure IV. 8. Procédure d'optimisation du bloc DC de la rectenna

IV.3.3.3 Optimisation du bloc adaptation d'impédance

Nous réalisons par la suite l'adaptation entre le bloc en aval de la diode et celui en amont de la diode.

L'impédance d'entrée du circuit (diode+ capacité+ afficheur) a été déterminée par simulation, elle correspond à une impédance complexe dont la partie imaginaire est capacitive. Le filtre passe-bas du côté HF a été conçu avec des accès adaptés à 50 Ω.

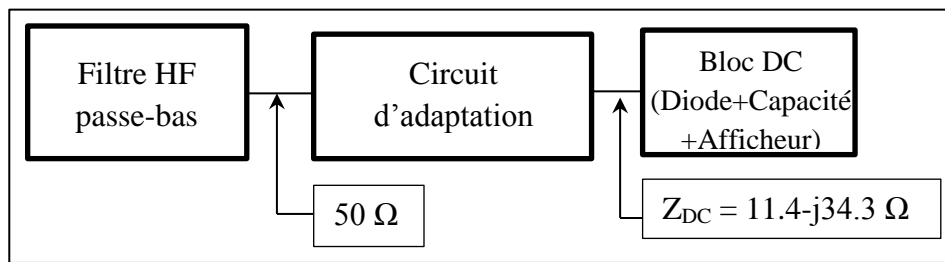


Figure IV. 9. Principe d'adaptation entre blocs HF et DC

La figure IV.10 présente un exemple de circuit d'adaptation d'impédance. Le stub radial permet de compenser la partie capacitive du bloc DC. Les deux longueurs de lignes permettent d'adapter la partie réelle des impédances du filtre HF et du bloc DC. Une optimisation avec le logiciel ADS a été mise en œuvre pour réaliser cette adaptation et satisfaire les équations IV.6 et IV.7.

$$\text{Im}(Z_{\text{stub}}) = -\text{Im}(Z_{\text{diode}}) \quad [\text{Eq IV. 6}]$$

$$\text{Re}(Z_{\text{stub}}) = \text{Re}(Z_{\text{diode}}) \quad [\text{Eq IV. 7}]$$

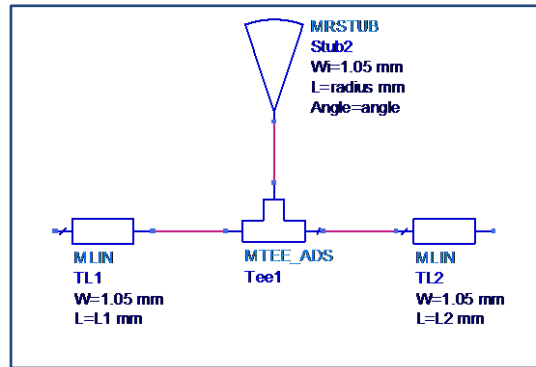


Figure IV. 10. Circuit d'adaptation reliant le filtre HF à la diode

IV.3.4. Résultats de simulation

IV.3.4.1 Co-simulation sous ADS

Le circuit global est décrit dans la figure IV.11. Les dimensions de chaque ligne sont données sur la même figure. Une co-simulation LSSP et HB a été effectuée sur ADS.

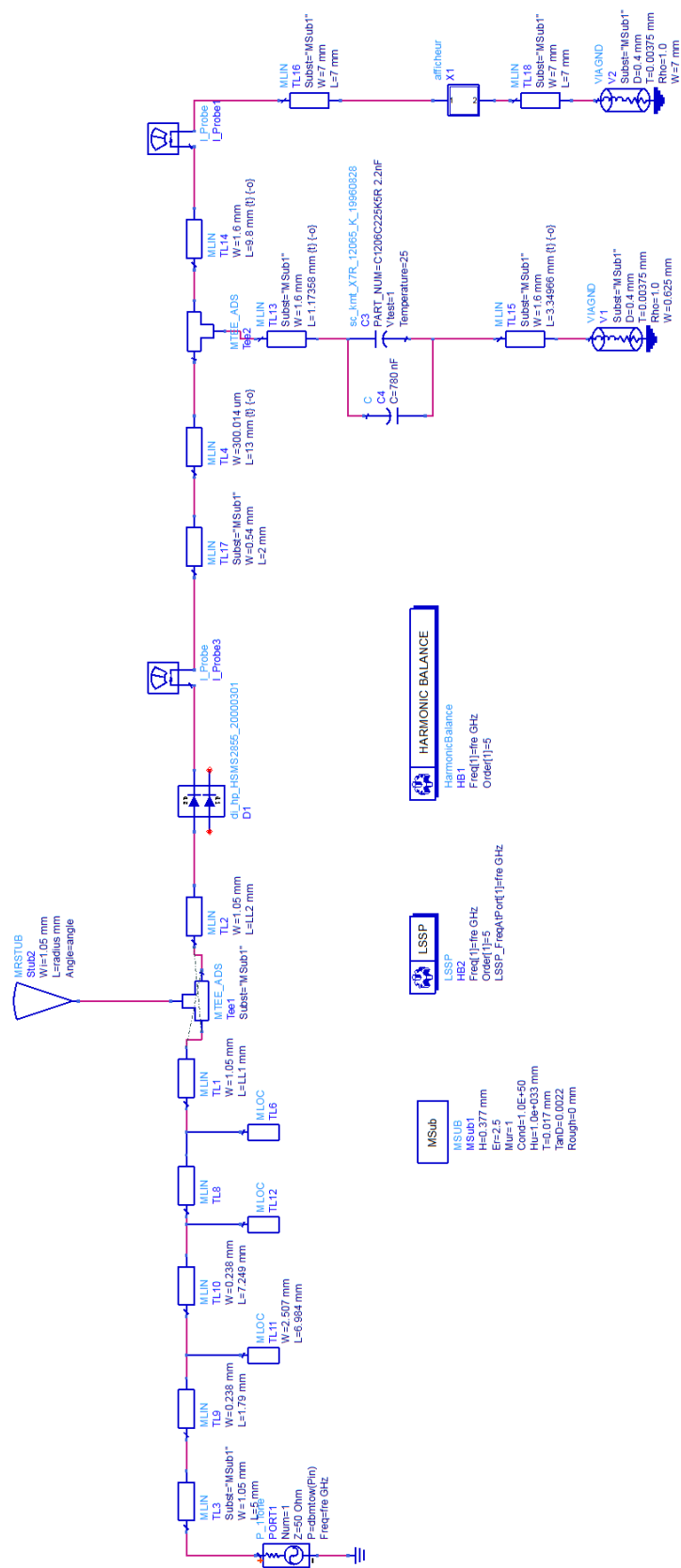


Figure IV. 11. Simulation de circuit de conversion RF-DC sous ADS

La tension de sortie récupérée entre les bornes de l'afficheur est égale à 0.5 V à -15 dBm. La courbe décrivant la tension de sortie obtenue par simulation en fonction de la puissance injectée à l'entrée du filtre HF est décrite dans la figure IV.12.

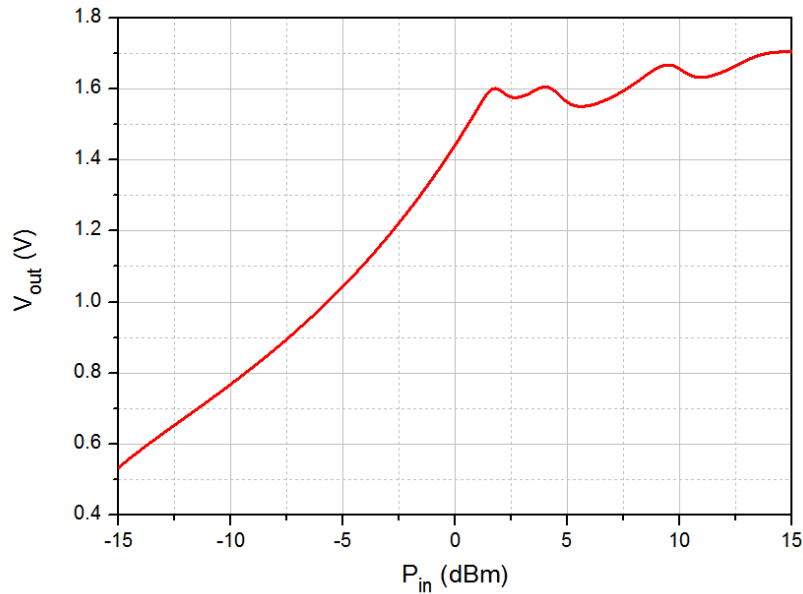


Figure IV. 12. Tension de sortie simulée du circuit redresseur en fonction de la puissance d'entrée

La figure IV.13 montre le coefficient de réflexion (S_{11}) à l'entrée du circuit, simulé avec LSSP, sur la bande 2-3 GHz pour des puissances RF de -15 à -5 dBm. Le circuit mono-diode présente un bon niveau d'adaptation à 2.45 GHz pour une puissance d'entrée de -15 dBm ; au-delà de cette puissance, nous remarquons que l'adaptation du circuit se dégrade. Autrement dit, l'adaptation entre les blocs de la rectenna a été réalisée sur une très faible plage de puissance. Ce résultat confirme aussi que la diode, élément non linéaire est sensible au niveau de puissance mis en jeu.

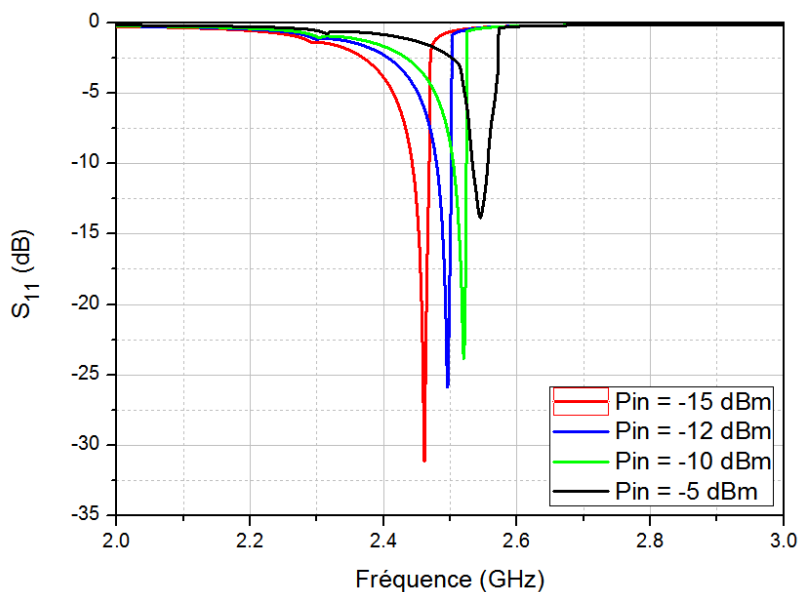


Figure IV. 13. S_{11} simulé en LSSP sous ADS pour différents niveaux de puissance

IV.3.4.2 Co-simulation CST

Comme nous l'avons déjà mentionné, CST offre deux interfaces schématices et 3D pour une simulation globale de la rectenna. La figure IV.14 présente le schéma du circuit mono-diode avec le modèle de la diode ainsi que son boîtier et la version 3D.

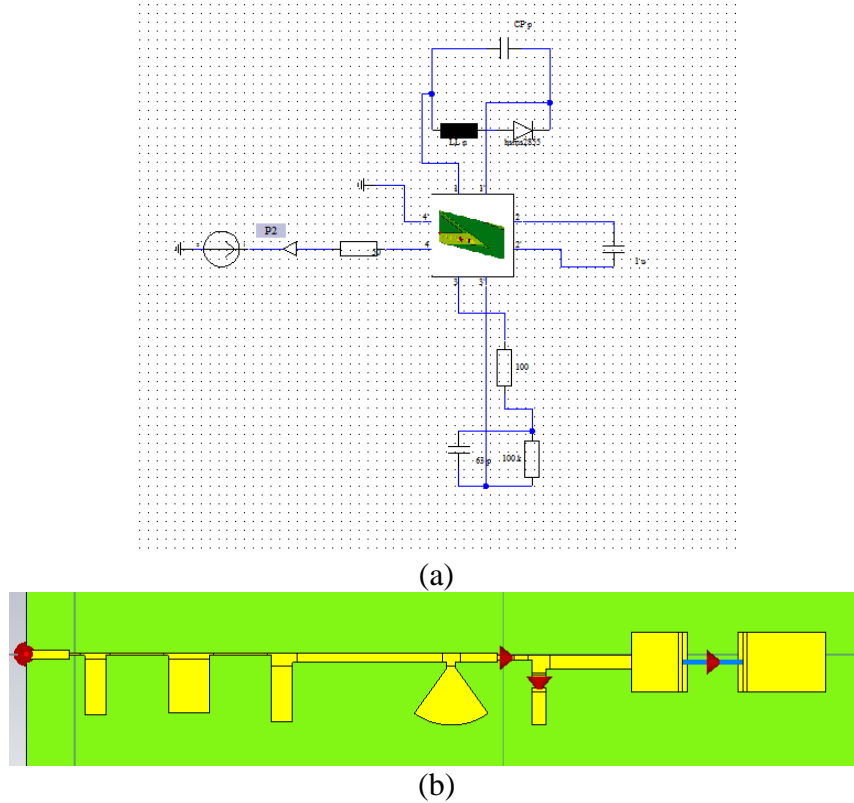


Figure IV. 14. a) Schéma électrique et b) 3D du circuit de conversion RF-DC mono-diode sous CST

CST permet une analyse spectrale pour visualiser la tension récupérée aux bornes de l'afficheur pour chaque fréquence. On s'intéresse particulièrement au DC, à la fréquence fondamentale et aux harmoniques supérieures. La figure IV.15 décrit cette distribution. Les résultats montrent qu'il y a eu conversion RF-DC. Le niveau du DC varie avec la puissance à l'entrée du circuit.

Dès 2.45 GHz, le niveau de tension est nul aux bornes de l'afficheur, ce qui permet d'affirmer que la capacité remplit bien en théorie son rôle de filtre passe-bas.

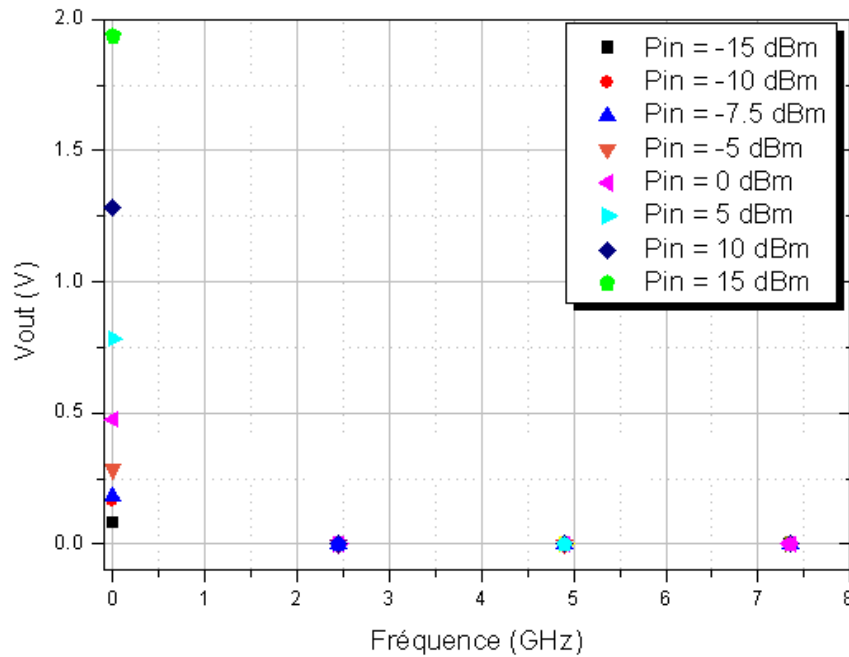


Figure IV. 15. Niveau de tension en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissance d'entrée (P_{RF} à 2.45 GHz)

Nous remarquons une différence sur les niveaux de tension DC entre le logiciel ADS et CST. Nous attribuons cette différence à la définition du modèle de la diode dans chaque logiciel. Dans ADS, nous avons utilisé le boîtier directement disponible dans la librairie d'ADS, alors que dans CST nous avons utilisé les paramètres Spice et nous avons aussi introduit les éléments parasites qui modélisent le boîtier. Cette hypothèse sera confirmée dans la suite de ce chapitre avec une autre diode.

IV.3.5. Réalisation et mesure

Le circuit étudié dans le paragraphe précédent a été réalisé sur Rogers Ultralam 2000 ($\epsilon_r = 2.5$, $\tan\delta = 0.0022$ et $h = 0.377$ mm) et sur papier SP3 ($\epsilon_r = 2.48$, $\tan\delta = 0.08$ et $h = 0.365$ mm). Le premier circuit a été réalisé avec une machine de gravure LPKF. Le deuxième circuit a été imprimé avec la méthode de flexographie (cf. chapitre I). L'encre utilisée est une encre conductrice à base d'argent. L'afficheur électrochrome a été également entièrement imprimé. Les composants diode et capacité ont été reportés sur le circuit par collage à la laque argent. Le plan de masse est réalisé avec un film de cuivre adhésif.

IV.3.5.1 Circuit sur Rogers

La figure IV.16 décrit le circuit réalisé sur substrat Rogers. L'afficheur est collé aux bornes du circuit avec une colle conductrice afin d'assurer la connexion. Il s'agit d'un afficheur ACREO. Son impédance équivalente est égale à 100 k Ω . Le circuit fait 9.89 cm de longueur et 3 cm de largeur.

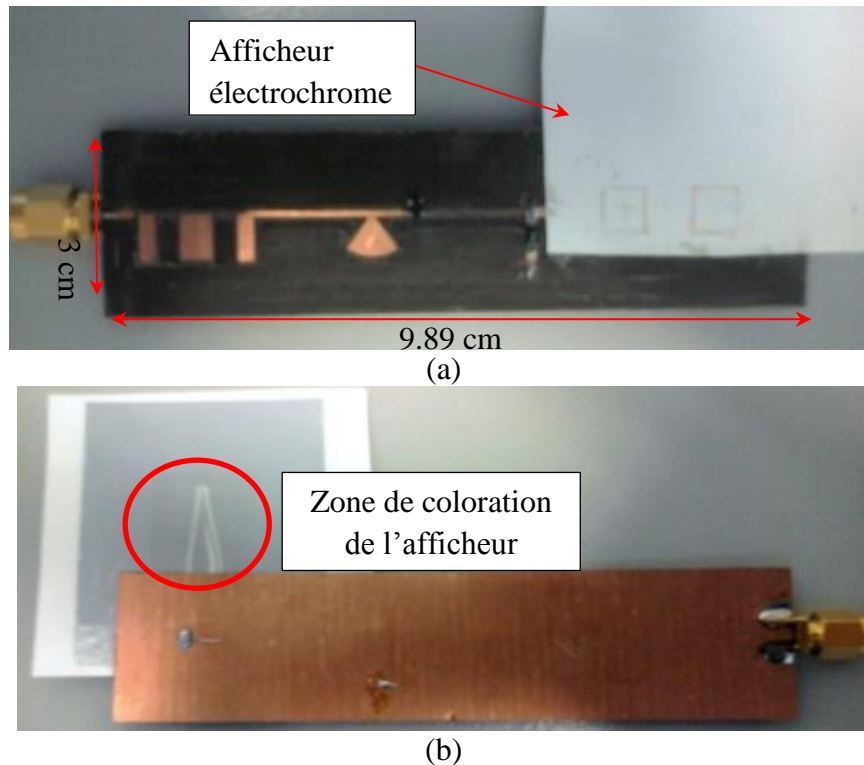


Figure IV. 16. Circuit de conversion RF-DC réalisé sur Ro. Ultralam 2000 a) vue de face, b) Plan de masse

Afin de mesurer la tension de sortie, le circuit de conversion est branché au générateur RF de signaux à travers un isolateur pour protéger le générateur des ondes réfléchies (figure IV.17). La fréquence du générateur est fixée à 2.45 GHz. Le niveau de puissance varie de -15 dBm à 15 dBm.



Figure IV. 17. Banc de mesure du circuit de conversion RF-DC à 2.45Ghz sur Ro Ultralam 2000

La tension de sortie a d'abord été évaluée approximativement en fonction de la coloration de l'afficheur car nous avons au préalable étudié la coloration de cet afficheur en fonction d'une tension continue qui lui était appliquée. Pour le premier afficheur (figure IV.18(a)), la puissance d'entrée est fixée à -10 dBm, la tension de sortie dans ce cas est inférieure à 0.4 V, l'afficheur ne présente aucune coloration. Dans le cas de la figure IV.18(b), nous observons un changement de contraste à -5 dBm et la tension aux bornes de l'afficheur correspond environ à 0.4 V. Pour le dernier cas (5 dBm), nous observons une coloration complète de l'afficheur qui correspond à une tension obtenue de 0.7 V.

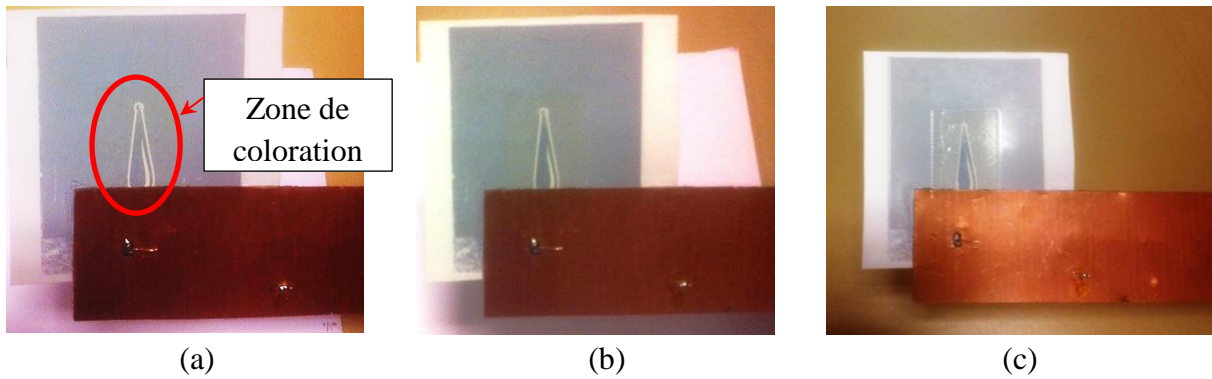


Figure IV.18. Niveaux de coloration de l'afficheur a) afficheur décoloré, b) coloration à 0.4 V et c) coloration à 0.7 V

IV.3.5.2 Circuit sur papier SP3

Le circuit décrit sur la figure IV.19 correspond au circuit de conversion imprimé sur papier SP3 avec une encre conductrice à base d'argent. Les deux vias ont été réalisés manuellement, par conséquent le diamètre du via n'est pas mieux maîtrisé qu'à un facteur 2 près et la forme n'est pas toujours complètement circulaire.



Figure IV. 19. Circuit de conversion RF-DC imprimé sur papier SP3

La figure IV.20 décrit les coefficients de réflexion mesuré et simulé à l'entrée du circuit réalisé sur papier SP3 sur la bande de fréquence 1-4 GHz. Le circuit est adapté à 2.45 GHz. Le coefficient de réflexion mesuré est inférieur à -35 dB. ($S_{11} < -35$ dB). Le pic d'adaptation est situé à 2.48 GHz ce qui implique un décalage en fréquence entre la simulation et la mesure de 30 MHz. La simulation et la mesure correspondent à une puissance RF injectée de -10 dBm. Les différences observées peuvent s'expliquer par le fait qu'on a utilisé pour la simulation une valeur moyenne d'épaisseur de $5\mu\text{m}$ et de conductivité de l'ordre de 10^6 S/m alors qu'en réalité ces valeurs sont variables (cf. chapitre 3).

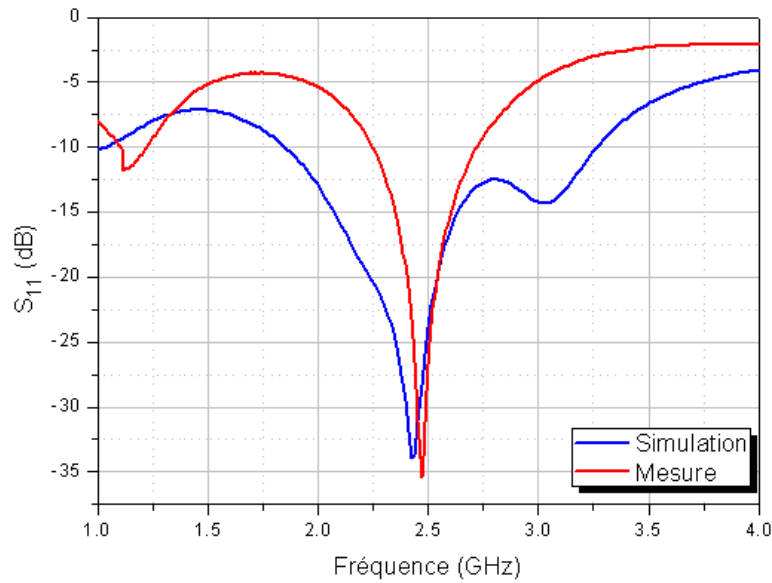


Figure IV. 20. Coefficient de réflexion à l'entrée du circuit de conversion RF-DC mesuré et simulé

Le circuit est relié à un générateur de signaux à la fréquence 2.45 GHz. Le circuit présente des pertes importantes car il a fallu atteindre 25 dBm pour que nous remarquions une coloration de l'un des afficheurs comme le montre la figure IV.21. La coloration n'est pas très nette, il s'agit d'une variation du bleu au bleu foncé (en comparant les deux afficheurs sur la photographie, on constate que l'un des afficheurs - celui relié au générateur - est plus foncé que l'autre).

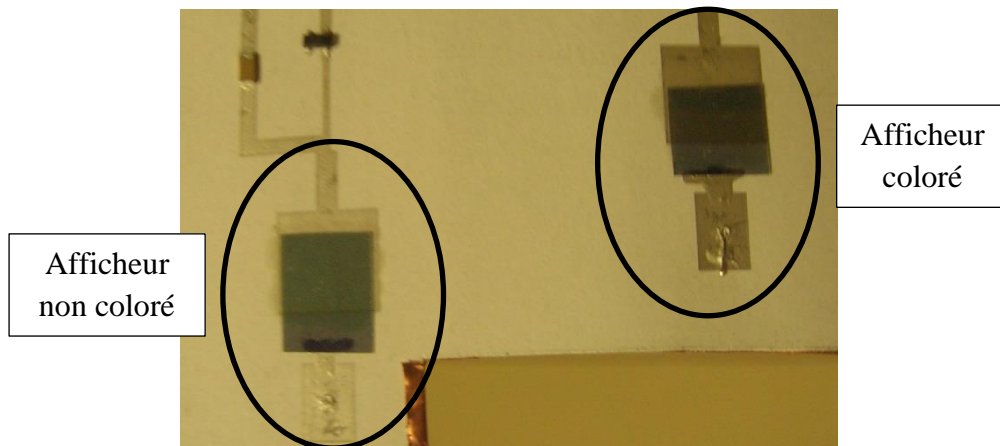


Figure IV.21. Résultats de mesure « coloration d'un afficheur »

IV.3.6. Conclusion

Deux conclusions peuvent être tirées après la simulation et la mesure de nos premiers circuits de conversion d'énergie. La première concerne le substrat. En effet, l'écart dans les performances du circuit sur substrat Rogers et sur papier SP3 montre que les pertes diélectriques sont rédhibitoires. Les pertes introduites par le papier et l'encre à 2.45 GHz pour une ligne $\lambda/2$ sont de 2 dB. La figure IV.22 décrit les mesures effectuées sur des lignes de transmission de longueurs $\lambda/2$ sur substrat Rogers, substrat papier SP3 plus cuivre et enfin substrat papier SP3 plus encre conductrice. Nous observons un écart de 0.5 dB entre le Rogers

et le papier (plus cuivre) à 2.45 GHz. Les pertes diélectriques ont certes une influence sur le rendement de la rectenna mais la quantité d'encre conductrice déposée et son imprimabilité sur le support provoque plus de pertes. Les pertes diélectriques seules engendrent 0.5 dB de pertes d'insertion sur le coefficient de transmission alors que le diélectrique plus l'encre engendre 2 dB de pertes à 2.45 GHz. La topologie distribuée n'est pas adaptée au substrat à pertes.

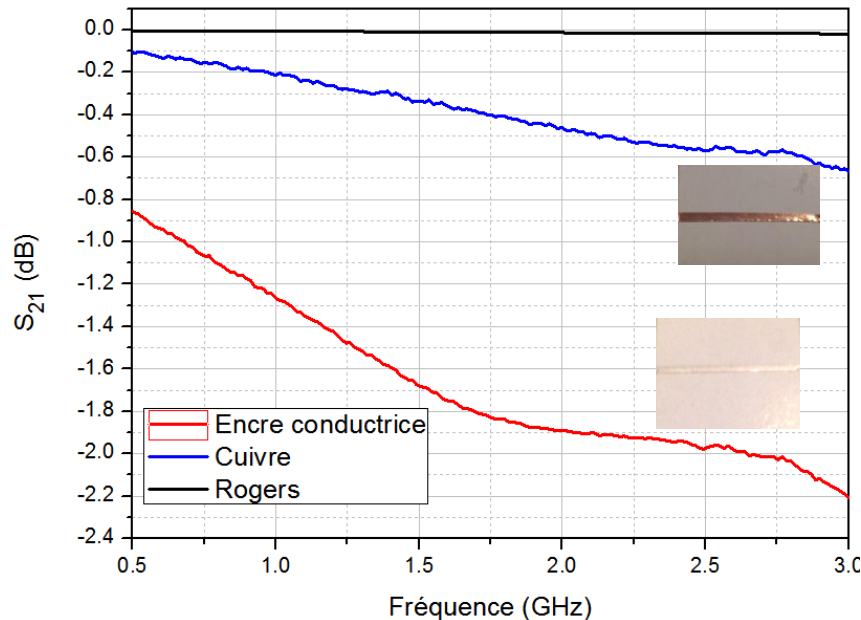


Figure IV. 22. Simulation des pertes d'insertion sous CST

Le deuxième point concerne la sensibilité du circuit face à la non-linéarité de la diode et à la variation en fonction de la puissance. Nous avons montré qu'avec ce circuit, l'adaptation à l'entrée du circuit se fait sur une faible gamme de puissance autour de -15 dBm. Il y a un compromis qui se fait entre l'adaptation entre blocs et la bande passante en termes de puissance et de fréquence.

De nouvelles architectures vont être donc proposées en tenant compte de ces éléments pour réaliser une deuxième génération de prototype de Rectenna.

IV.4. Circuit double diode

Le premier circuit qui a été présenté est un circuit classique de récupération d'énergie. Cette topologie de rectenna s'est avérée incompatible avec les substrats à pertes qu'on utilise. Les pertes dans les lignes dues aux pertes diélectriques et à l'imprimabilité de l'encre sont importantes. L'objectif est de concevoir un circuit compact et optimisé de manière à miniaturiser les longueurs de lignes et réduire ainsi les pertes dans le circuit.

La structure proposée est décrite sur la figure IV.23. Il s'agit d'une structure compacte et simple. Le circuit contient deux diodes montées dans deux sens opposés pour un double redressement. Le circuit a été d'abord conçu sur Rogers ensuite sur papier. Les deux diodes HSMS 2855 et SMS7630 ont été utilisées.

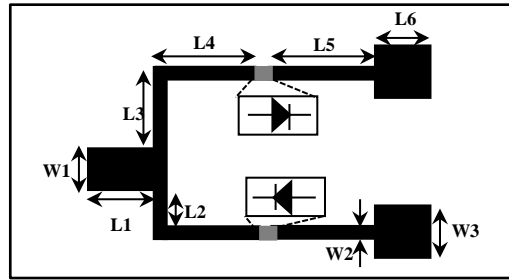


Figure IV. 23. Layout du circuit de conversion RF-DC double diodes

Dimensions en mm : W1=3;W2=0.5;W3=10; L1=5;L2=8;L3=16;L4=5;L5=5;L6=10

Les dimensions présentées correspondent au circuit sur papier carton C4 avec la diode SMS7630.

IV.4.1.Principe de fonctionnement du circuit double diodes

IV.4.1.1 Suppression du filtre DC

Les capacités utilisées pour le filtrage DC ont été caractérisées. Le banc de mesure qui a permis la caractérisation des diodes (cf. chapitre 3) a été utilisé dans cette partie. Les paramètres S ont été mesurés et nous avons extrait les paramètres Z à partir de la mesure. Le calcul a été décrit en annexe.

En hautes fréquences, l'inductance L des connexions n'est plus considérée comme négligeable. Cette inductance constitue avec la capacité C du condensateur un circuit résonant dont la fréquence de résonance est égale à :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [Eq IV. 8]$$

La figure IV.24 décrit un exemple de mesure sur une capacité réelle de 100 pF. Nous remarquons qu'à partir de 550 MHz, la partie imaginaire de l'impédance est supérieure à zéro. Cette mesure a été comparée à la simulation d'une capacité idéale. La capacité idéale tend vers zéro lorsque la fréquence augmente ce qui n'est pas le cas pour la capacité réelle.

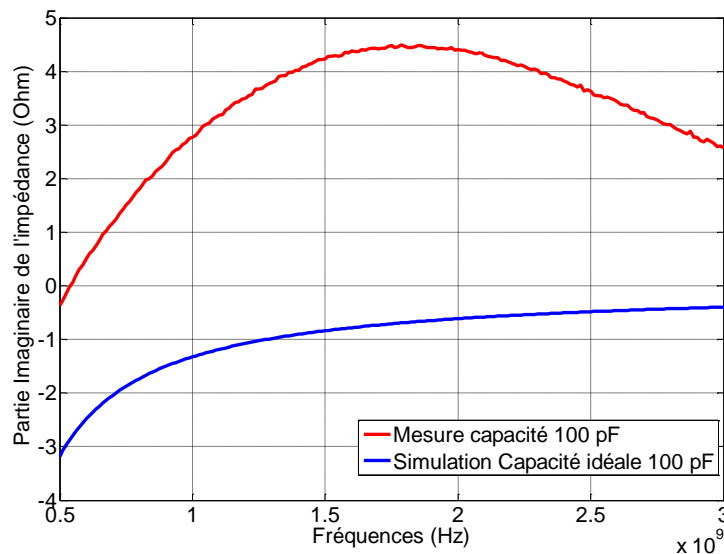


Figure IV. 24. Impédance imaginaire simulée de la capacité réelle et idéale en fonction de la fréquence

La majeure partie des capacités CMS du marché ont des fréquences de résonance en-dessous ou de l'ordre du GHz. Il faut prendre des valeurs de capacités très faibles pour espérer des fréquences de résonance supérieures à 2.45 GHz ce qui est incompatible avec notre souhait de réaliser un filtre DC. Notre idée a donc été d'intégrer le filtre DC dans l'afficheur. Rappelons que l'afficheur est réalisé à partir de quatre couches, notamment Electrode (Pedot)/ électrolyte /contre-électrode (Ag)/ collecteur de courant (ITO). La première couche d'argent consiste en un plot carré imprimé avec une encre conductrice.

Un carré réalise avec le plan de masse un condensateur plan dont la valeur est déterminée par l'épaisseur h du substrat, le type du substrat et la surface « A » du plot.

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{h} \quad [Eq IV. 9]$$

A partir de cette capacité qui est équivalente à une faible impédance, on relie une ligne de forte impédance et dont la longueur est optimisée et on obtient ainsi un filtre à saut d'impédance d'ordre 1. Le filtre correspond aux lignes L6 et une partie de L5 du circuit décrit sur la figure IV.23. L'impédance à l'entrée du filtre est décrite sur la figure IV.25.

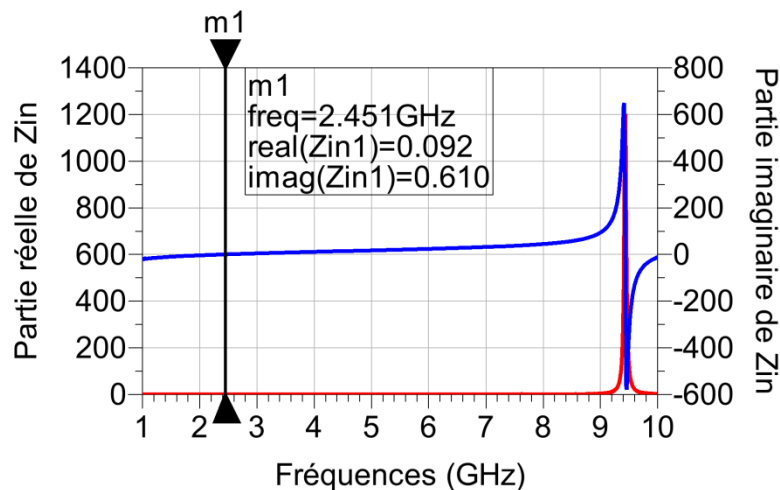


Figure IV. 25. Impédance réelle et imaginaire à l'entrée du filtre côté DC

IV.4.1.2 Adaptation d'impédance

L'adaptation entre les différents blocs du circuit de conversion se fait sur deux parties. La ligne L5 permet de compenser, en partie, la partie imaginaire de l'impédance de la diode. La largeur des lignes L2, L3 et L4 ont été aussi optimisées afin d'adapter la résistance à l'entrée de la diode. Les longueurs ont aussi été optimisées pour avoir une partie imaginaire nulle de l'impédance à l'entrée du circuit.

La puissance à l'entrée du circuit est divisée en deux. Les diodes convertissent chacune la moitié de la puissance RF avec un décalage en phase entre les deux. Les impédances déterminées par simulation HB à l'entrée des diodes deviennent différentes pour toutes les

fréquences lorsque le niveau de puissance augmente. Par conséquent, pour un meilleur rendement, le circuit est asymétrique.

IV.4.2. Résultats de simulation

La distribution de la tension de sortie a été simulée sous CST en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissances. La figure IV.26 montre le niveau de la tension de sortie en DC, à 2.45 GHz et aux harmoniques supérieures. Les résultats montrent que pour les harmoniques, l'afficheur est isolé par contre à 2.45 GHz. Nous observons une tension qui atteint 0.3 V à 15 dBm ce qui implique qu'il y a une partie de la puissance qui n'est pas convertie et qui arrive jusqu'à l'afficheur. Ce résultat montre que le filtrage DC pour notre structure n'est pas idéal. Ce résultat était prévisible dès la conception car nous avons choisi de faire un compromis entre la simplification (en termes de composants) et la miniaturisation du circuit d'un côté et le rendement de ce dernier d'un autre côté.

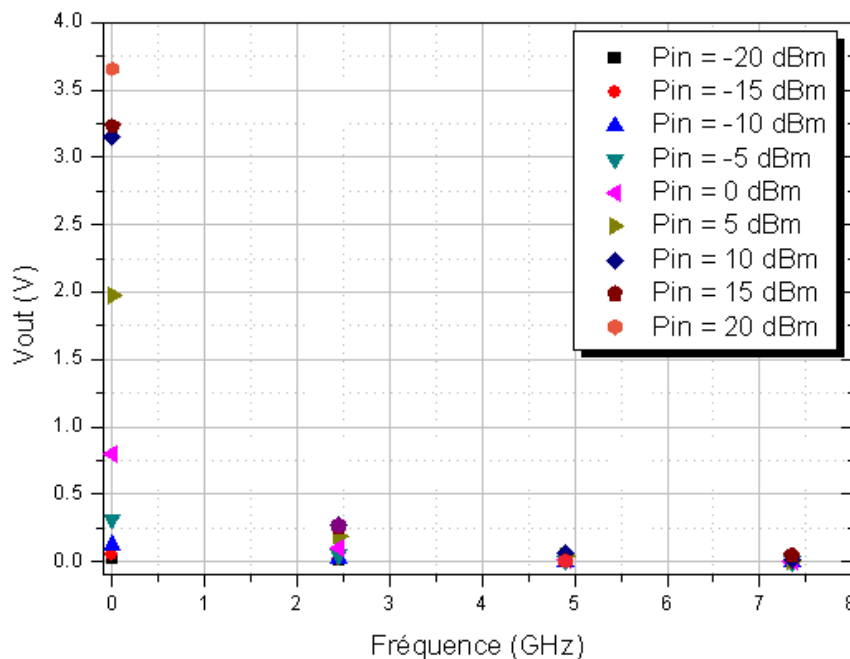


Figure IV. 26. Tension de sortie en fonction de la fréquence

IV.4.3. Circuit sur Rogers

Trois circuits ont été réalisés sur Rogers Ultralam 2000 comme décrit sur la figure IV. 27. Le premier a été réalisé avec la diode HSMS2855 (figures IV.27 a et b), le second circuit est à base de diodes SMS 7630 (figure IV.27c) et le troisième a les mêmes caractéristiques que le deuxième mais les lignes reliant la diode à la charge ont été miniaturisées. La miniaturisation a permis de gagner 10 % sur la longueur du circuit.

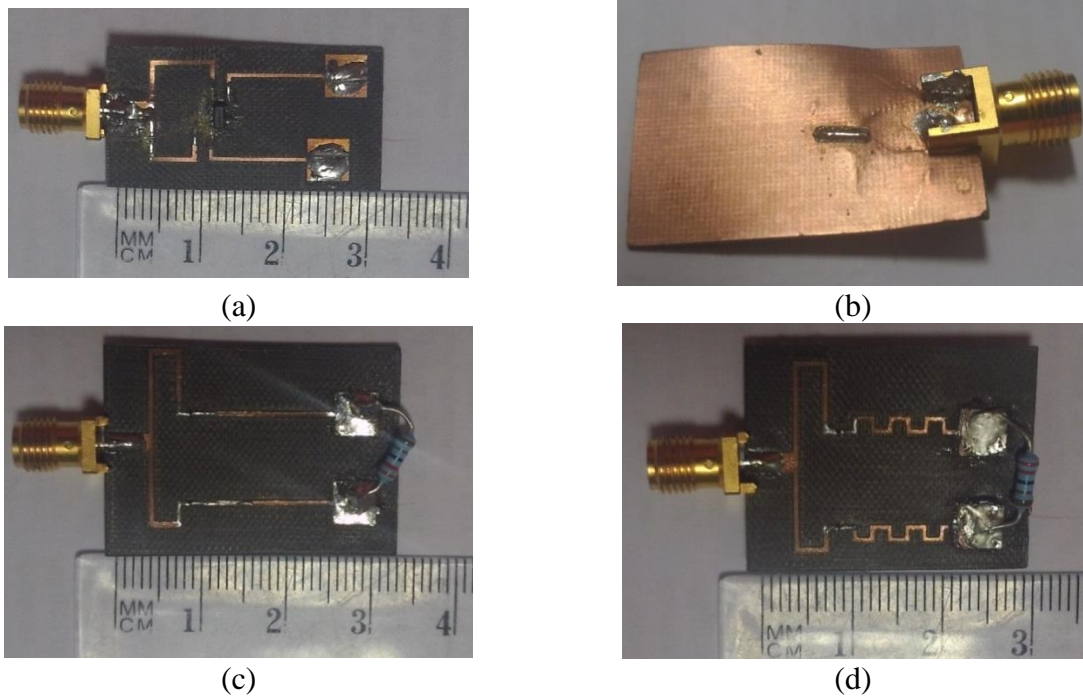


Figure IV. 27. Photographies des circuits réalisés sur Rogers a) diode HSMS 2855 utilisée, b) plan de masse du circuit, c) diode SMS 7630, d) circuit avec SMS 7630 miniaturisé

IV.4.3.1 Comparaison des diodes

La même structure a été optimisée pour la diode HSMS 2855 et pour la diode SMS 7630. La figure IV.28 montre la tension de sortie des deux convertisseurs RF-DC. Les courbes montrent que la diode de Skywork SMS 7630 est plus sensible aux faibles puissances. Sur l'intervalle $[-5 \text{ dBm}, 0 \text{ dBm}]$ nous observons un écart de 1 V. Par contre sur l'intervalle $[-15 \text{ dBm}, -10 \text{ dBm}]$, les deux niveaux tension sont les mêmes. A partir de 5 dBm, la diode HSMS2855 a de meilleures performances. Ce résultat est prévisible car la tension de claquage (Bv) de la diode HSMS 2855 est plus élevée que celle de la SMS7630.

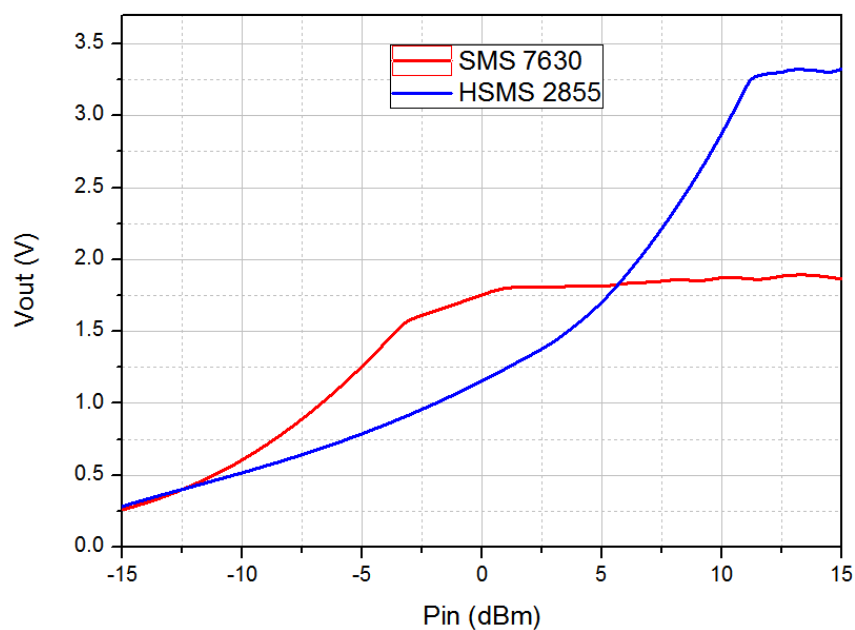


Figure IV. 28. Comparaison du rendement simulé du convertisseur pour deux diodes HSMS 2855 et SMS 7630

IV.4.3.2 Mesure

Le circuit sur la figure IV.27c a été mesuré. Le banc de mesure est décrit dans la figure IV.29. La tension de sortie a été mesurée et comparée à la simulation (figure IV.30). Sur le bande de puissance [-15 dBm, 0 dBm], le niveau de tension DC convertie est le même pour la simulation et la mesure. A partir de 0 dBm, la simulation et la mesure divergent.

Une simple simulation Spice du circuit à forts signaux permet de donner une explication à cette observation. Avec toutes les précautions qu'il faut prendre quant à l'interprétation compte tenu que Spice est très limité pour modéliser un circuit RF (voir le schéma figure IV.31), ce qui compte surtout c'est l'allure des courants dans les diodes considérées comme idéales (tension de seuil nulle, fréquence de coupure infinie). Nous voyons très bien sur cette figure IV.32 que l'on est passé dans un régime de type redresseur forts signaux, ce qui explique pourquoi le modèle petits signaux (même non linéaire) d'ADS ne colle plus avec les mesures à fortes puissances. A 20dBm (2.23V dans 50Ω), nous obtenons 8V DC aux bornes de l'afficheur (modélisé avec deux constantes de temps, cf chapitre III) comme l'indique la courbe en rouge sur le graphe de la figure IV.30. A 10 dBm (0.707V), nous obtenons 1,8V DC. Ces deux chiffres sont anecdotiques mais prouvent qu'on peut obtenir des tensions DC élevées, tant qu'on ne risque pas de griller thermiquement les diodes.

On remarque également que l'allure de la tension aux bornes de l'afficheur contient effectivement encore une contribution non négligeable du fondamental à 2.45GHz.

Cette simulation permet aussi de visualiser de manière simple que lorsqu'on enlève les lignes de propagation, la tension de sortie DC chute ce qui confirme que les lignes jouent un grand rôle dans la ré-injection des harmoniques.

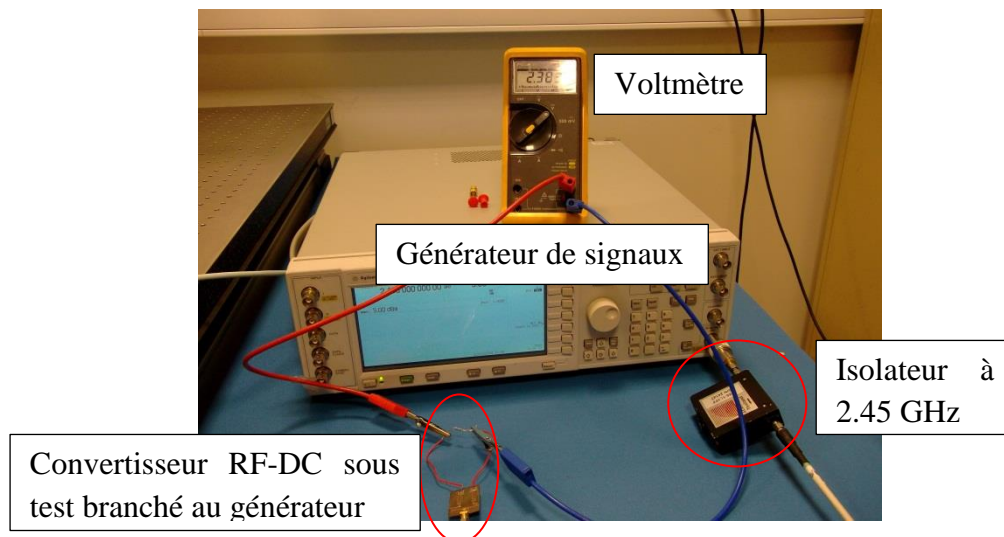


Figure IV. 29. Banc de mesure du convertisseur RF-DC

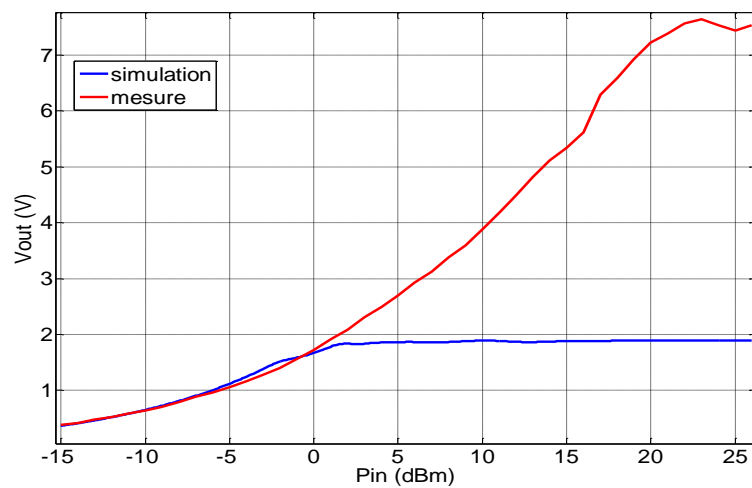


Figure IV. 30. Comparaison entre la mesure et la simulation (diode SMS 7630) de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée

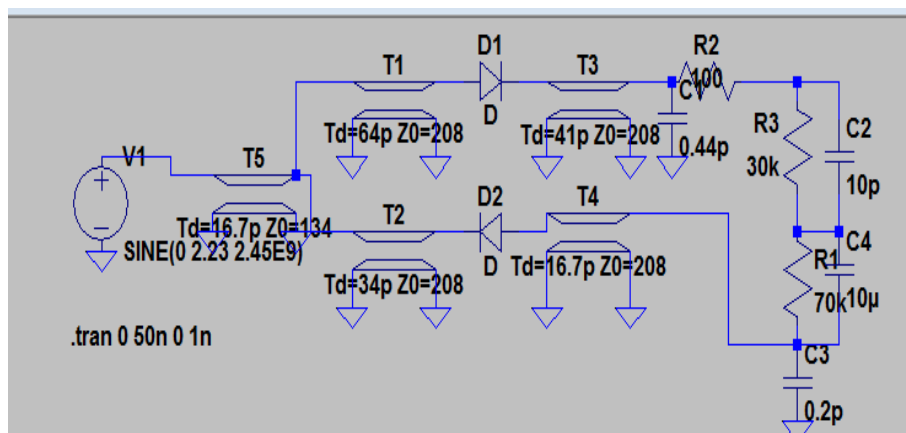
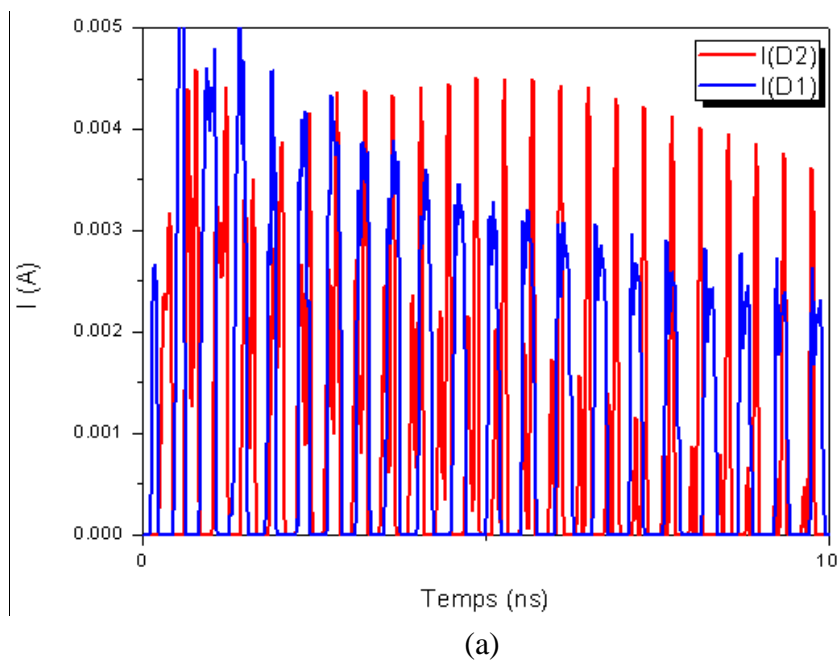
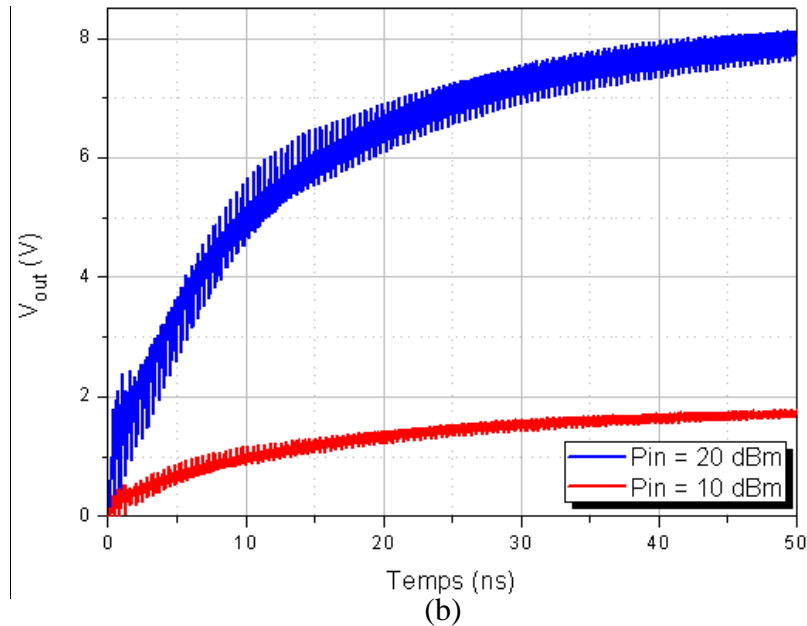


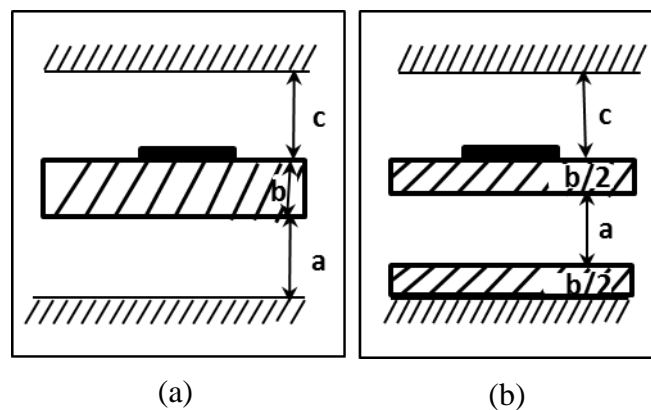
Figure IV. 31. Schéma du circuit simulé sur SPICE





IV.4.4.Substrat à faibles pertes

Comme nous l'avons déjà indiqué, les substrats papier présentent de fortes pertes ce qui diminue d'autant la tension de sortie DC atteignable. Des études ont donc été réalisées pour réduire ces pertes. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes pour réduire les pertes diélectriques: par dopage avec des éléments diélectriques ou métalliques, ou en utilisant des structures multicouches. Les calculs ont été effectués dans [IV.5] de manière à définir la valeur effective de la permittivité complexe d'une structure micro-ruban et d'une structure micro-ruban suspendus. La structure micro-ruban suspendue comporte une couche de substrat, une couche d'air au-dessus et au-dessous du substrat, comme décrit dans la figure IV.33.



La topologie microruban suspendue peut être assimilée à une structure micro-ruban double couche si on fait l'hypothèse que « c » est infini. Dans ce cas, la valeur de la tangente des pertes effective est fonction de la tangente des pertes du substrat mais aussi des différentes épaisseurs.

$$(\tan\delta)_{\text{equivalent}} = \tan\delta \times \frac{b}{a\varepsilon_r + b} \quad [\text{Eq IV. 10}]$$

Le terme $(\frac{b}{a\varepsilon_r + b})$ est toujours inférieur à 1. Par conséquent, nous pouvons conclure que l'ajout d'une couche d'air permet de réduire les pertes diélectriques. Un type de papier a retenu notre attention car il a dans sa structure une couche d'air. C'est le papier de carton ondulé double face (voir Figure IV.33b). L'équation (Eq IV.10), qui est valable pour la figure IV.31a, peut être utilisée dans le cas de la figure IV.33b étant donné que la largeur de la structure est plus grande que son épaisseur de sorte que les champs électriques sont perpendiculaires au substrat.

Le carton ondulé est constitué d'une feuille ondulée empilée entre deux papiers en feuilles plates. La figure IV.34 montre la photographie de cartons ondulés. Ce type de carton présente des gaps d'air entre ses cannelures. Ce carton ondulé est équivalent à trois couches de papier et une couche d'air. Plusieurs cartons ondulés avec des épaisseurs de la couche d'air différentes ont été caractérisées. Les résultats de caractérisation sont donnés dans le tableau IV.1. Elle montre la relation entre l'épaisseur de l'air dans le carton ondulé et des caractéristiques diélectriques. Si l'épaisseur de l'air augmente, la valeur de la perte diélectrique diminue. Ainsi, les valeurs de perte diélectriques obtenues sont deux fois plus petites que les meilleurs substrats de SP. Une courbe reliant les mesures des pertes diélectriques à l'épaisseur a été tracée sur la Fig. IV.35. Notre choix s'est fixé sur le papier carton ondulé (C4) d'épaisseur 3 mm.



Figure IV. 34. Photographie du papier carton ondulé

La permittivité complexe de chaque couche du papier ondulé a été mesurée séparément. La permittivité équivalente a été calculée à partir du modèle choisi. Les mesures et les résultats du modèle établi ont été comparés et tracés sur la figure IV.32. La même allure est observée pour les deux courbes mais le niveau diffère. Cette différence de niveau peut être expliquée par les effets de bord (rapport entre la largeur du conducteur et l'épaisseur du substrat), mettant l'accent sur la différence entre le modèle utilisant des lignes suspendues et la mesure qui utilise la technologie micro-ruban [IV.6-IV.7].

Carton ondulé	C1	C2	C3	C4
<i>épaisseur (H) (mm)</i>	0.787	1.48	1.58	3
ϵ_r	2.14	1.55	1.52	1.41
$\tan\delta$	0.068	0.054	0.047	0.042

Tableau IV. 1. Comparaison de différents papiers cartons ondulés

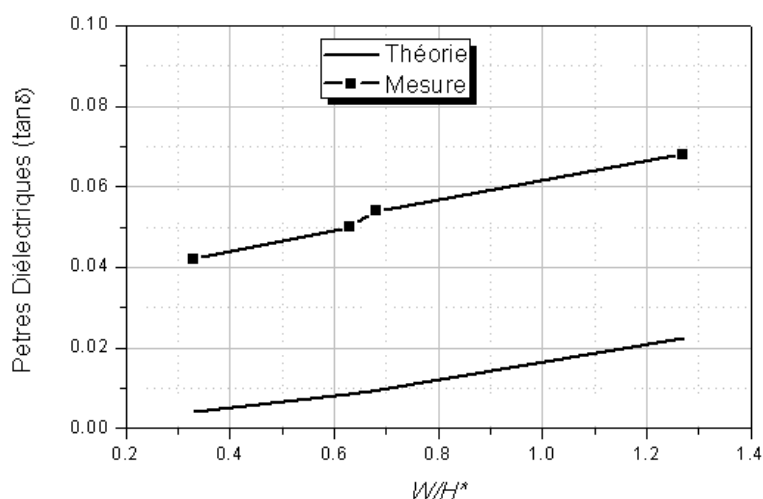


Figure IV. 35. Comparaison entre le modèle établi et les mesures des tangentes des pertes des différents papiers cartons ondulés

* H correspond à l'épaisseur du substrat ($a+b$) et W correspond à la largeur du conducteur

IV.4.5.Réalisation sur substrat C4

Le circuit a été imprimé avec la méthode flexographie avec de l'encre à base d'argent. Nous avons utilisé les diodes SMS7630. Le circuit fait 35 mm x 25 mm. La figure IV.36 présente une photographie du circuit.

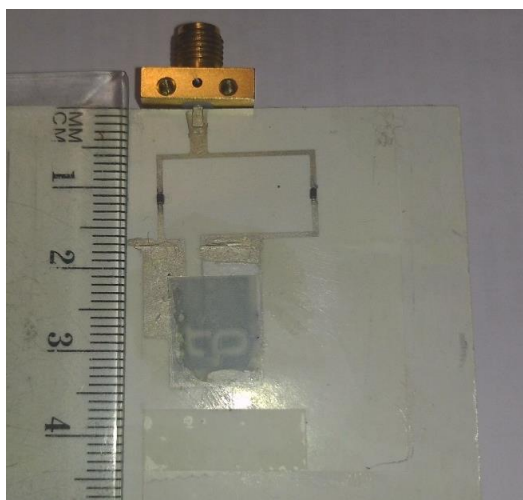


Figure IV. 36. Photographie du convertisseur sur papier C4

Nous avons vu pour le premier circuit mono-diode que l'adaptation d'impédance est très sensible par rapport au niveau de puissance. Notre objectif lors de l'optimisation était de maintenir l'adaptation du circuit en dépit de la variation de l'impédance du circuit, afin d'assurer un système robuste. Le courant circulant dans la diode, due à la conversion RF-DC n'est pas constant. Lorsque le niveau de puissance augmente, la diode fonctionne dans le régime non linéaire. Le courant à travers la diode augmente, et n'est pas plus négligeable par rapport au courant de saturation (I_s) et implique une modification de la résistance de la jonction de la diode et par conséquent un changement dans l'impédance d'entrée du circuit.

La Figure. IV. 37 décrit la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour des niveaux de puissance d'entrée basses et élevées. Pour -10 dBm et 0 dBm, le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB à 2,45 GHz à la fois en simulation et en mesure. La simulation a été effectuée à l'aide de l'option "grand signal S-Parameters" (LSSP) simulation de Advanced Design System (ADS).

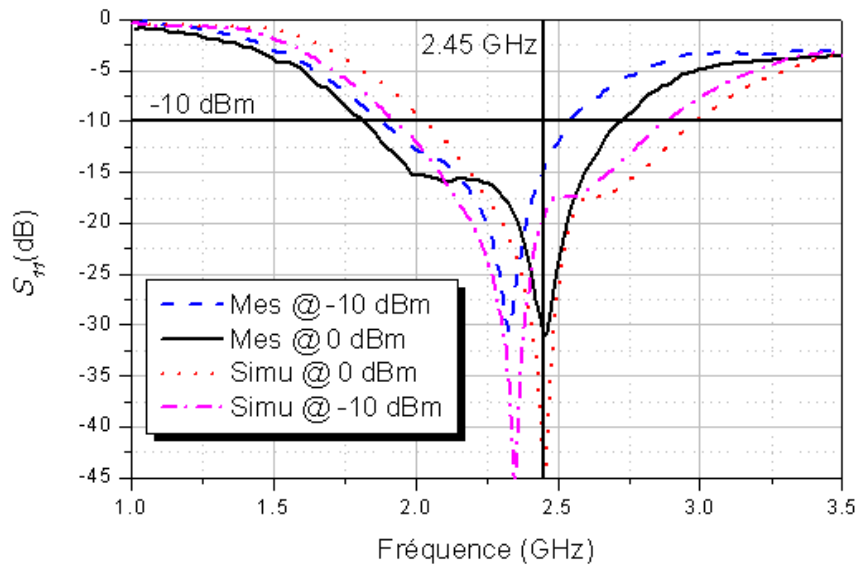


Figure IV. 37. Adaptation simulée et mesurée à l'entrée du circuit pour différents niveaux de puissance

La figure IV. 38 illustre le comportement fortement non linéaire du circuit du convertisseur. La simulation est effectuée sous CST avec le simulateur Harmonic Balance. La tension de sortie est tracée pour le niveau DC, la fréquence fondamentale et les fréquences harmoniques et pour différents niveaux de puissance d'entrée. Le niveau de tension augmente avec la puissance d'entrée. À -5 dBm une tension de sortie de 600 mV est atteinte et 1.6 V peuvent être atteints avec 5 dBm. Les niveaux de tension aux harmoniques supérieures sont négligeables; cependant, pour la fréquence fondamentale, on atteint 0.25 V lorsque la tension continue est égale à 1.9 V. Un compromis entre l'adaptation à l'entrée du circuit et la tension de sortie a été choisi afin d'être adapté à la fréquence fondamentale et sur une large gamme de puissance, tout en assurant une tension de sortie suffisante pour alimenter l'afficheur.

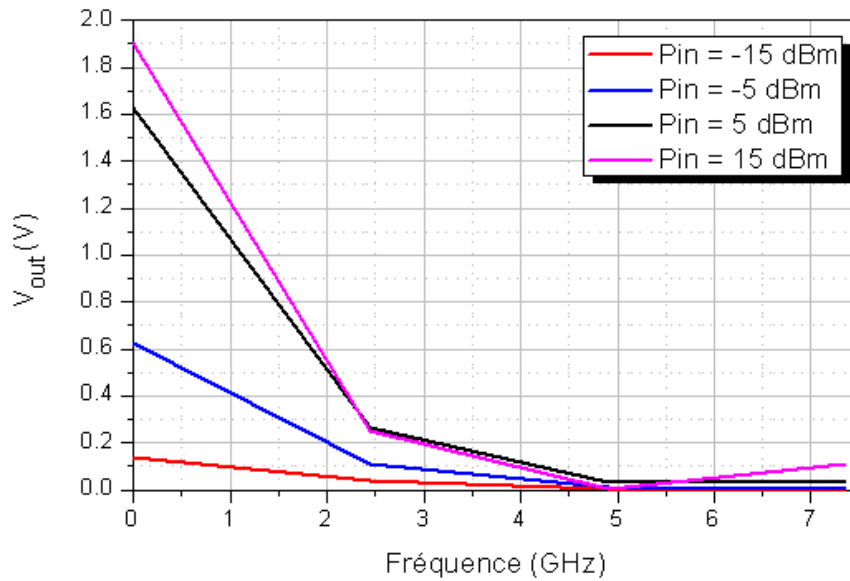


Figure IV. 38. Variation simulée sous CST de la tension de sortie en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissance

Pour mesurer le rendement en tension du convertisseur RF-DC, on relie le circuit au générateur de signaux centré à la fréquence 2.45 GHz. La figure IV. 39 décrit la mesure de la tension de sortie et la compare à la simulation.

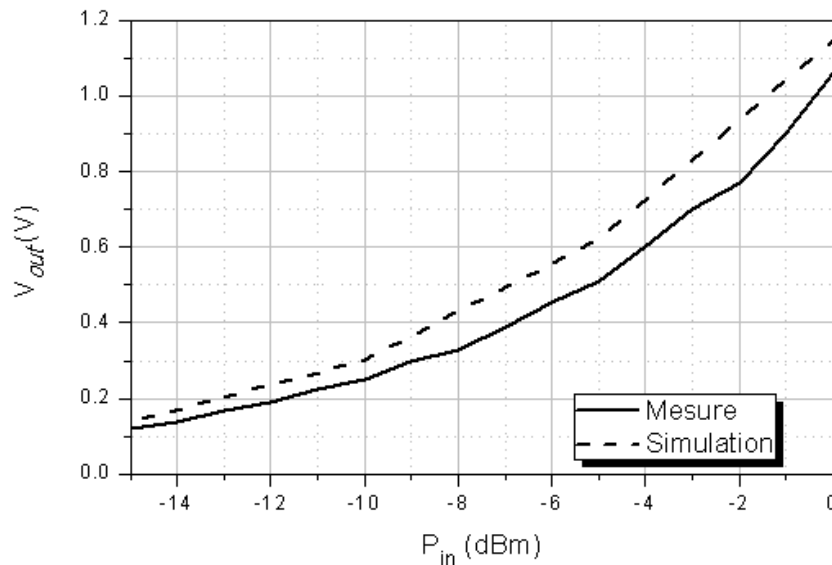


Figure IV. 39. Comparaison entre mesure et simulation (CST) du circuit sur C4

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les circuits de conversion RF-DC à 2.45 GHz. Nous avons montré la procédure de conception de deux circuits. Le premier est un circuit classique de conversion RF-DC réalisé sur Rogers et sur papier. Les mesures ont montré que l'encre imprimée est la cause de pertes importantes et que le substrat papier présente des caractéristiques intrinsèques critiques pour la conception en hautes fréquences : les pertes diélectriques sur des lignes de transmission. Ces résultats nous ont poussés à approfondir nos

recherches et études du substrat papier car nous n'avions pas de marge de manœuvre concernant l'encre et sa technologie d'impression. Nous nous sommes focalisés dans un premier temps sur les types de papiers et leurs propriétés et nous avons choisi un substrat papier qui présente des pertes deux fois moindres que celles du papier choisi initialement. Il s'agit du papier carton ondulé qui correspond à un substrat multicouche avec une couche d'air au milieu qui permet de réduire la tangente des pertes équivalente. Dans un deuxième temps, un convertisseur RF-DC à double diodes a été proposé. Le circuit est compact, ses dimensions correspondent à 35 mm x 25 mm. Il ne contient aucun via étant donné les difficultés à maîtriser le diamètre du via sur papier et présente un bon compromis entre le rendement en termes de tension de sortie et la robustesse face à la variation des caractéristiques de la diode en fonction du niveau de puissance. Le circuit a été réalisé sur papier, ses performances ont été comparées à la simulation. Nous trouvons une bonne cohérence entre simulation et mesure.

IV.6. Références

- [IV.1] Agilent Technologies, "Harmonic Balance", May 2007
- [IV.2] Agilent Technologies, "Large-Signal S-Parameter Simulation", September 2004
- [IV.3] COMBES Paul.F, " Micro-ondes : lignes, guides et cavités", Pris : Dunod, 2006 (Sciences Sup)
- Networks and Coupling Structures", Artech House; New edition (January 1980)
- [IV.4] Adami, S-E; Marian, V.; Degrenne, N.; Vollaie, C.; Allard, B.; Costa, F., "Self-powered ultra-low power DC-DC converter for RF energy harvesting," *Faible Tension Faible Consommation (FTFC)*, 2012 *IEEE* , vol., no., pp.1,4, 6-8 June 2012
- [IV.5] Denlinger, E.J., "Losses of Microstrip Lines," *Microwave Theory and Techniques*,
- [IV.6] Notingher, P.V.; Badicu, L.; Dumitran, L.M.; Tanasecu, G.; and Popa D., "Dielectric losses in cellulose-based insulations", *in proc. SIELMEN*, 2009, pp. 169-174.
- IEEE Transactions on , vol.28, no.6, pp.513,522, Jun 1980
- [IV.7] Wheeler, H.A., "Transmission-Line properties of parallel wide strips by a conformal-mapping approximation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.12, no.3, pp.280-289, May 1964

Chapitre V

Antennes & Démonstrateurs

V.1. Introduction

L'objectif de ce travail de thèse est la réalisation de systèmes de récupération d'énergie sur substrat papier pour des raisons d'éco-conception et afin de montrer la faisabilité d'une électronique sur un nouveau type de support à savoir la cellulose qui jusqu'à présent était rarement utilisé pour ce type d'applications et en hautes fréquences. Dans le cadre de notre application, le concept consiste à récupérer de l'énergie hyperfréquence à partir de l'énergie transmise d'un Smartphone en mode Wi-Fi. La figure V.1 décrit ce principe. Un système de transmission d'énergie sans fil comprend trois étapes principales. La première étape consiste à convertir l'énergie électrique continue en énergie RF en utilisant une source microonde (antenne en émission). Dans la deuxième étape, cette énergie RF est rayonnée par l'antenne d'émission à travers l'espace libre. La troisième et dernière étape consiste à capter et à convertir cette énergie RF en énergie électrique DC par la rectenna qui consiste en une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC. Nous avons présenté dans le chapitre 4 une structure de convertisseurs RF-DC compacte et optimisée pour un substrat à pertes. Pour compléter le système, nous nous intéresserons dans ce chapitre et dans un premier temps à la conception des antennes. Pour définir le cahier des charges des antennes, le bilan de puissance est tout d'abord établi pour identifier les différentes sources de pertes et déterminer le gain nécessaire pour l'antenne afin de récupérer suffisamment de puissance aux bornes de l'afficheur. Dans un deuxième temps, nous nous intéresserons aux démonstrateurs.

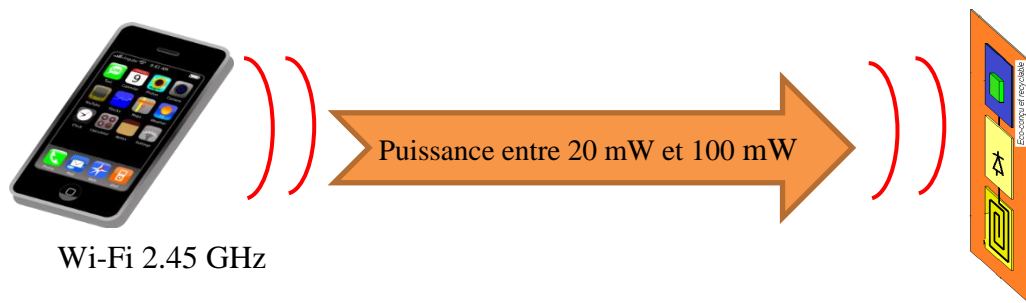


Figure V. 1. Principe de fonctionnement du transfert d'énergie

L'idée est de réaliser plusieurs démonstrateurs représentatifs des différentes familles de produits potentiels du projet PEPS, qui utilisent des substrats de nature différente. Le concept de la rectenna, ainsi que les matériaux mis en œuvre pour la rectenna dépendent des caractéristiques EM des substrats utilisés ainsi que de la puissance EM reçue. Les réalisations ont été priorisées. Seuls les trois premiers démonstrateurs ont été retenus.







Type de démonstrateur	contrainte	Etude à mettre en place	Mise en forme du produit
1-Sceau électronique 	Etiquette tout en longueur qui est détruite lorsque le produit est ouvert	Influence de la courbure du système sur son fonctionnement	Base adhésive permanent et pointillés Ecran : 
2- Révélation de QR-Code 	Pas prioritaire		Ecran : 
3- Boîte de parfum «Fragonard » 	Dimensions de la rectenna par rapport à l'emballage. Possibilité de plier le circuit	Influence d'une pliure de 90°	Ecran coloré de manière uniforme
4- Jeux dans magazine	Pas prioritaire		Ecran : <u>Gagné</u> <u>Perdu</u>
5-Détecteur de fuite de four à micro-ondes	Substrat indifférent	Rien de spécifique	Ecran : 

Tableau V. 1. Description des applications visées par le projet PEPS

Les applications retenues sont le détecteur de fuite à micro-ondes qui consiste à coller une étiquette sur la porte du four à micro-ondes pour évaluer le niveau de puissance qui fuit du four. Cette application peut être réalisée quel que soit le substrat utilisé (par rapport aux pertes diélectriques). Les niveaux de puissances à la sortie du four, notamment le long du joint de la porte, sont suffisamment élevés pour que l'afficheur commute quel que soit les pertes dans le circuit (le réglage du seuil de commutation se faisant plutôt ici grâce à l'adaptation en impédance du dispositif). La deuxième application vise la protection contre la fraude des produits de luxe. Le circuit est imprimé sur le papier carton d'emballage des bouteilles de parfum. Et la troisième application vise la protection des bouteilles de vin. Ce circuit est imprimé sur une couche de plastique et enroulé autour du goulot de la bouteille afin de ne pas être perturbé par la présence du liquide derrière le verre. L'objectif, dans ce cas, est la traçabilité des produits vignobles de marque afin de limiter la contrefaçon. Dans ce chapitre, nous allons présenter le circuit pour chacune de ces applications, décrire leurs performances et présenter les démonstrateurs.

V.2. Bilan de puissance

Le bilan de puissance est établi pour identifier les différentes sources de pertes et évaluer la densité de puissance récupérée par l'antenne de réception.

V.2.1. Puissance consommée par l'afficheur

L'énergie nécessaire pour qu'un afficheur électrochrome commute a été étudiée par nos collègues de l'ICMC de Bordeaux et a été évaluée à $0.5\text{mJ}/\text{cm}^2$ ($V=0.7\text{V}$ et $I = 50\mu\text{A}$). L'afficheur se comporte comme une batterie, la charge récupérée sera stockée et cumulée. Par conséquent, la surface colorée et le temps de coloration sont deux variables permettant de définir la puissance consommée par l'afficheur. Pour une surface de $1/4\text{cm}^2$ et une durée de 3s, la puissance consommée est de $41\mu\text{W}$.

V.2.2. Puissance à la sortie d'un Smartphone

Pour évaluer le niveau de puissance d'un Smartphone en mode WI-FI, nous avons réalisé des mesures de la densité de puissance en variant la position du smartphone et sa distance par rapport à l'antenne de réception. Le banc de mesure mis en place est décrit sur la figure V.2. Dans ce banc de mesure, on utilise une antenne cornet large bande de gain 8 dBi à 2.45 GHz en réception. La puissance du Smartphone fonctionnant en mode Wi-Fi est mesurée. Pour ce faire, le téléphone a le rôle d'un modem, il récupère la puissance de la borne Wi-Fi mise à l'intérieur de la chambre, le PC a pour rôle de commander l'échange de fichiers avec un deuxième PC à l'extérieur de la chambre anéchoïque (le Wi-Fi du PC à l'intérieur de la chambre étant désactivé). Une borne Wi-Fi est placée derrière l'antenne cornet pour éviter le couplage pour éviter que le signal émis du Smartphone ne se noie dans le signal émis du modem. Pour cela, nous avons mesuré la puissance récupérée par l'antenne lorsque le téléphone est éteint et que seulement la borne Wi-Fi est activée : on récupère -50dBm.

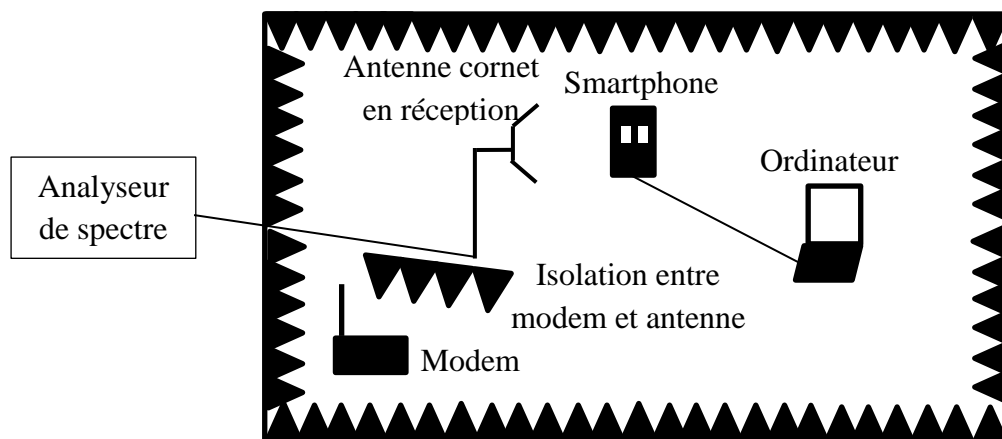


Figure V. 2. Description du banc de mesure pour la mesure de la puissance émise d'un Smartphone

Nous avons fait varier l'orientation, la distance et la hauteur du téléphone par rapport à l'antenne cornet. On a constaté que les plus forts niveaux de puissance crête moyenne sur un canal est de -14 dBm lorsque l'ouverture sur la coque du téléphone est en face de l'antenne

cornet. La figure V.3 décrit les niveaux de puissance en fonction de l'angle θ qui correspond à l'inclinaison du Smartphone par rapport à l'antenne cornet.

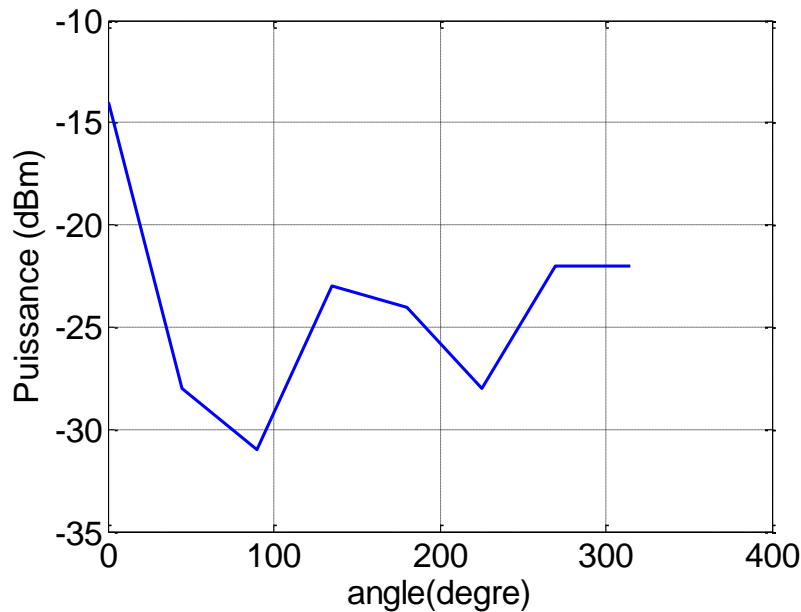


Figure V. 3. Mesure de la puissance crête moyenne d'un canal en fonction de l'inclinaison du Smartphone

Compte tenu que cette mesure est réalisée avec une antenne cornet d'un gain de 8 dBi à 2.45 GHz, le niveau de la puissance moyenne que nous pouvons espérer est trop faible pour pouvoir réaliser une conversion RF-DC. Une application Android a donc été développée afin d'envoyer des trames Wi-Fi sans nécessairement se connecter à un point d'accès Wi-Fi. Elle consiste à envoyer des trames sur le protocole UDP qui ne nécessite pas l'attente d'un accusé de réception. La puissance délivrée par le smartphone dépend de la taille des trames envoyées et donc du débit. Les figures V.4 décrivent les signaux avec deux débits différents en temporel et leurs spectres. Nous observons que plus le débit est grand, plus la puissance moyenne est élevée.

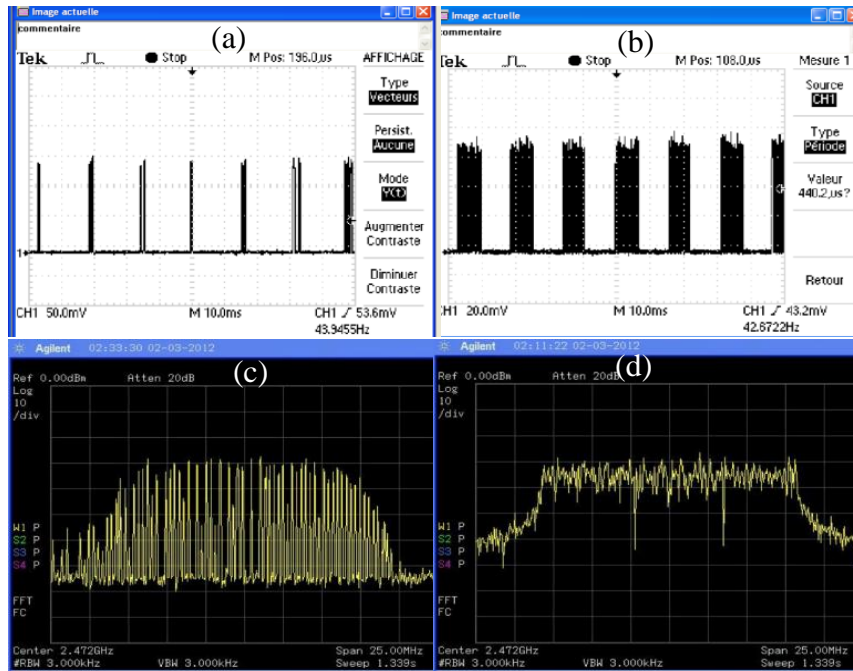


Figure V. 4. Allure des signaux : a) en temporel avec un débit de 1100 Kb/s b) en temporel avec un débit de 10 Mb/s, c) en fréquentiel pour un débit de 1100 Kb/s et d) en fréquentiel avec un débit de 10 Mb/s

La mesure du niveau de puissance a été réalisée. L'antenne cornet dont les caractéristiques sont connues (8 dBi de gain à 2.45 GHz) est reliée à un analyseur de spectre centré autour de 2.45 GHz. La figure V.5 décrit la valeur de la puissance instantanée captée par l'antenne lorsque celle-ci est à proximité (2 cm) d'un Smartphone avec l'application PEPS active. La puissance instantanée à l'entrée (en soustrayant le gain de l'antenne) est de l'ordre de -14 dBm.

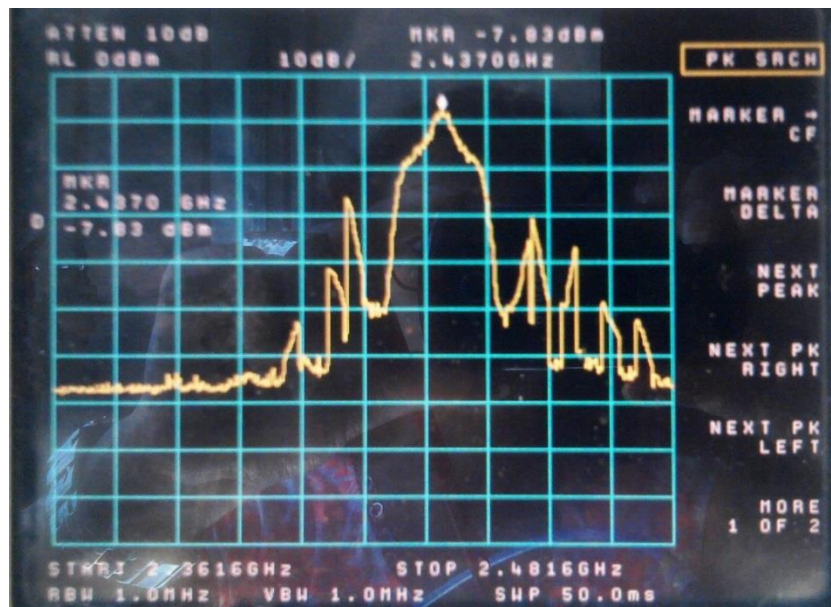


Figure V. 5. Niveau de puissance mesurée par l'analyseur de spectre

Pour récapituler, la puissance moyenne à l'entrée de la rectenna a été évaluée. Elle est de l'ordre de -15 dBm ce qui correspond à 31.6 μ W. L'afficheur, d'un autre côté, nécessite une puissance de 41 μ W. L'antenne par conséquent doit avoir un gain d'environ 5 dBi afin d'augmenter la puissance incidente à 100 μ W, sachant qu'une partie de la puissance sera

perdue dans le convertisseur RF-DC à cause des pertes diélectriques, conductrices et les pertes dans les diodes. Ce bilan est décrit dans la figure V.6.

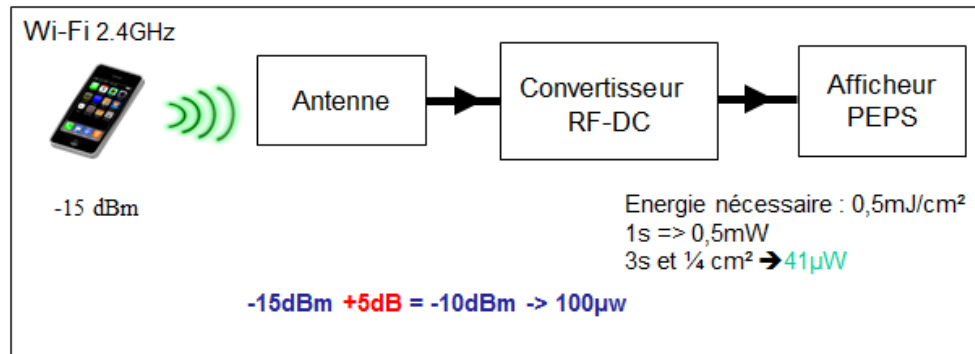


Figure V. 6. Bilan approché de puissance

V.3. Application 1

V.3.1. Objectif

La première application consiste à protéger les bouteilles de parfum. La rectenna est imprimée sur papier carton ondulé d'épaisseur 3 mm qui correspond au papier d'emballage de boîte. On rappelle les caractéristiques du papier carton : la constante diélectrique vaut 1.41 et la tangente des pertes est égale à 0.042 (cf. chapitre 4).

V.3.2. Antennes

On s'intéresse dans ce chapitre à la conception d'antennes de réception dédiées à la rectenna sur papier ondulé. Selon le cahier des charges établi le gain de l'antenne doit être de 5 dBi et doit avoir une polarisation linéaire. De plus, l'antenne doit assurer également la fonction de filtrage HF du convertisseur RF-DC afin de filtrer les harmoniques d'ordre supérieures afin des miniaturiser l'ensemble du dispositif.

V.3.2.1 Antenne patch sur papier cannelé

V.3.2.1.1 Conception

Différents types d'antennes sont utilisées pour la récupération d'énergie et nous les avons reportés dans l'état de l'art (cf. chapitre 2). Les antennes patch, à fente, dipôle ou encore monopôle ont été décrites. Nous trouvons aussi des structures d'antennes plus complexes notamment les antennes patch à base de structures fractales dans le but de la miniaturisation [V.1], des antennes multicouches (4 couches) avec des éléments rayonnants de différentes formes afin de couvrir plusieurs bandes de résonance [V.2], des antennes avec des formes géométriques originales [V.3] permettant d'avoir une antenne très directive. Nous avons choisi dans un premier temps la conception d'une antenne patch rectangulaire à polarisation linéaire. Nous avons aussi choisi ce type d'antenne car l'antenne patch présente un plan de masse qui permet de concentrer le rayonnement de l'antenne dans une seule direction et ainsi d'augmenter la directivité et le gain et d'un autre côté isoler l'antenne de son environnement pour que le rayonnement ne soit pas perturbé par ce qui se trouve derrière le plan de masse.

Ce point est très critique dans le cas de nos applications car le dispositif sera collé sur des produits dont la nature peut influencer beaucoup la réponse de la rectenna (type eau, alcool..). De plus, les lignes de champs électrique et magnétique sont concentrées dans le substrat qui est le papier carton ondulé et par conséquent nous avons la possibilité de tester l'isotropie du substrat par rapport aux cannelures du papier carton ondulé.

La longueur du patch fixe la fréquence de résonance. La largeur du patch et la ligne d'alimentation permettent l'adaptation de l'antenne. Le calcul des dimensions du patch est réalisé à partir des formules théoriques en tenant en compte de la permittivité relative du substrat papier et de sa hauteur [V.4].

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad [Eq V.1]$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad [Eq V.2]$$

Avec c la vitesse de la lumière, f_r la fréquence de résonance de l'antenne, ϵ_r la permittivité relative du substrat et ϵ_{reff} est la permittivité relative effective

A cause des effets de bord, la longueur électrique est plus importante que la longueur physique calculée, ce ΔL dépend de la permittivité relative réelle effective du substrat et du rapport entre la largeur de la ligne et la hauteur du substrat. Le ΔL s'écrit ainsi [V.4] :

$$\Delta L = 0.412h \times \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \times (W/h + 0.264)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \times (W/h + 0.8)} \quad [Eq V.3]$$

La figure V.7 montre le layout de l'antenne simulée sur CST. La ligne d'alimentation a une largeur progressive pour éviter une transition brusque l'impédance et des fentes d'une longueur de l'ordre $\lambda/8$ de chaque côté [V.4]. Cette technique permet d'améliorer l'adaptation d'impédance.

Nous nous sommes intéressés dans un premier temps à l'influence du sens des ondulations du papier. La hauteur des cannelures est égale à $\lambda/40$. Nous avons donc simulé l'antenne dans les deux sens possibles des cannelures du papier carton. Le maillage du substrat permet de prendre en compte le sens des cannelures. La figure V.7c montre que au minimum trois mailles pour chaque couche du substrat est garantie sur les axes x et y. Pour chacune des antennes, on compte 4.444.160 mailles.

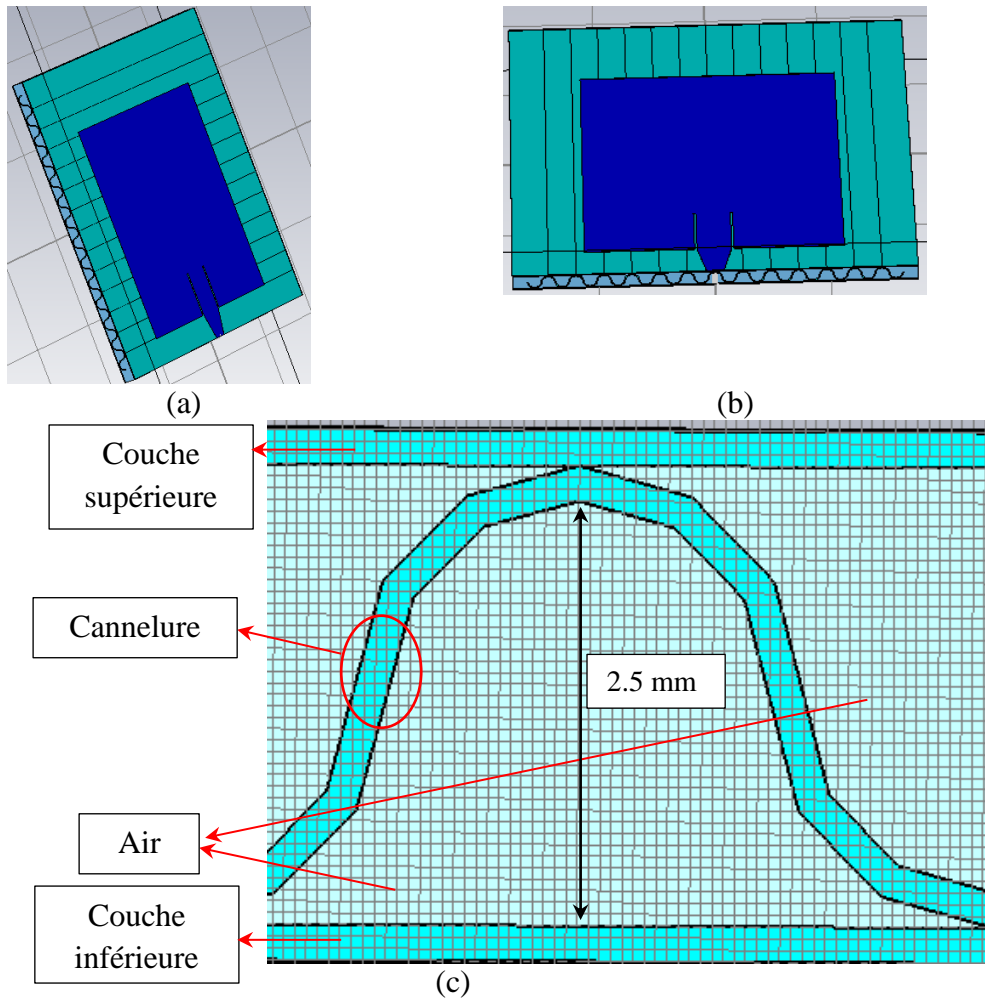


Figure V. 7. Antenne patch sur papier cannelé conçue sous CST a) dans le sens opposé de l'air, b) dans le sens de l'air, c) maillage du substrat

La simulation en fonction du sens des cannelures de l'antenne est décrite sur la figure V.8. Les résultats montrent que les antennes sont adaptées à la fréquence 2.45 GHz. Le coefficient de réflexion S_{11} est égal à -40 dB lorsque les lignes de champs se déplacent parallèlement aux ondulations du carton, par contre lorsque les lignes de champs traversent le carton perpendiculairement aux ondulations, l'adaptation diminue et le coefficient de réflexion passe de -40 dB à -25 dB. Nous observons aussi un décalage sur la fréquence de résonance de 10 MHz.

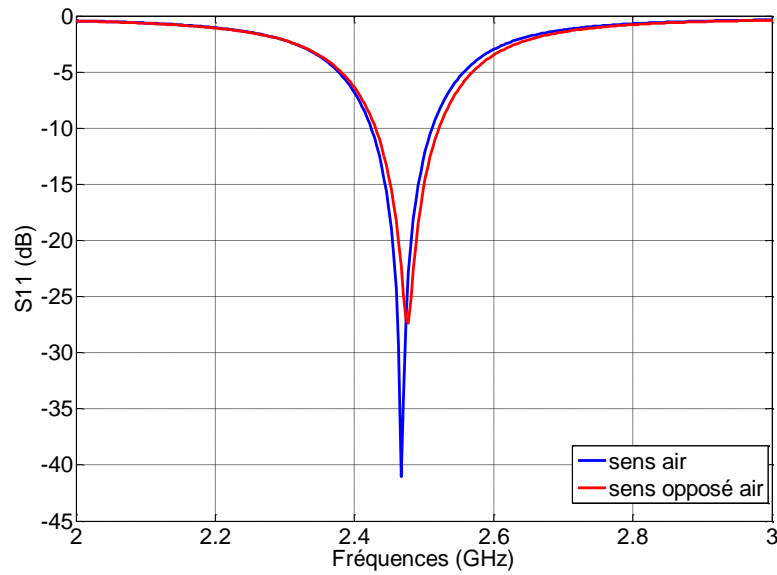


Figure V. 8. Coefficient de réflexion de l'antenne patch en fonction du sens des cannelures sous CST

Les diagrammes de rayonnement des antennes décrits sur la figure V.9 ne varient pas en fonction du sens des cannelures.

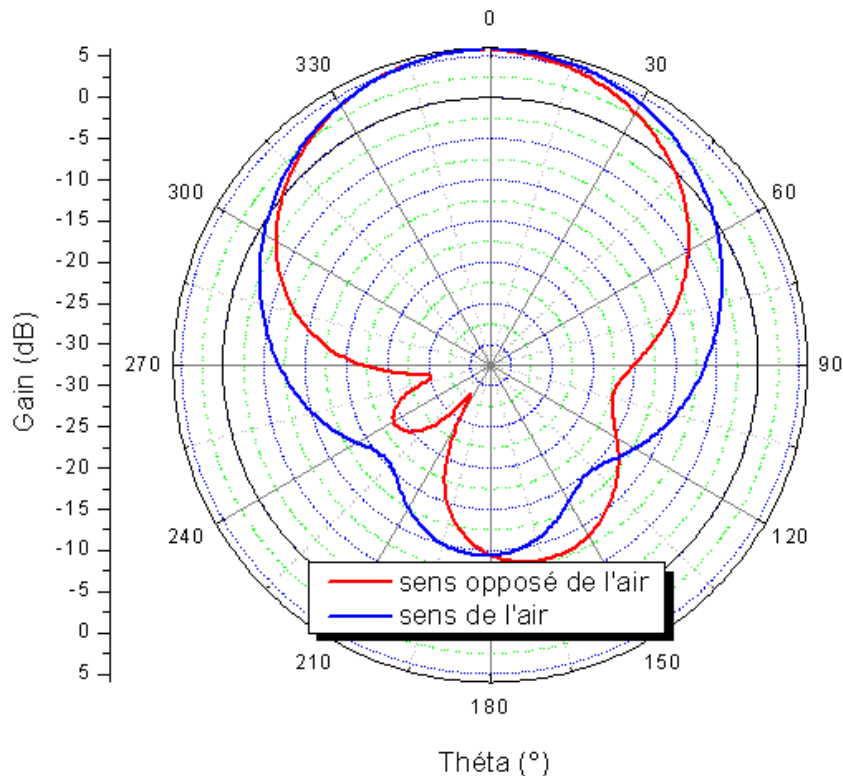


Figure V. 9. Diagramme de rayonnement de l'antenne patch en fonction de la cannelure simulé sous CST

V.3.2.1.2 Réalisation et mesure

L'antenne a été réalisée par impression avec la méthode flexographie. L'antenne fait 48 mm de longueur et 45 mm de largeur (figure V.10a). Les coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne patch sont décrits sur la figure V.10.b. L'antenne présente une adaptation autour de 2.45 GHz. Elle présente une bande passante relative de 7.7 %. Les niveaux des

harmoniques supérieures sont reportés dans le tableau V.2. Les harmoniques d'ordre 1 (4.9 GHz) et d'ordre 2 (7.35 GHz) sont égales à -3.3 dB et -3.06 dB respectivement. Ce niveau de rejection ne permet pas un filtrage correct.

Fréquences	2.45 GHz	4.9 GHz	7.35 GHz	9.8 GHz
Simulation (dB)	-22.99	-1.55	-3.55	-2
Mesure (dB)	-18.1	-3.3	-3.06	-1.87

Tableau V. 2. Niveau des harmoniques supérieures pour l'antenne patch

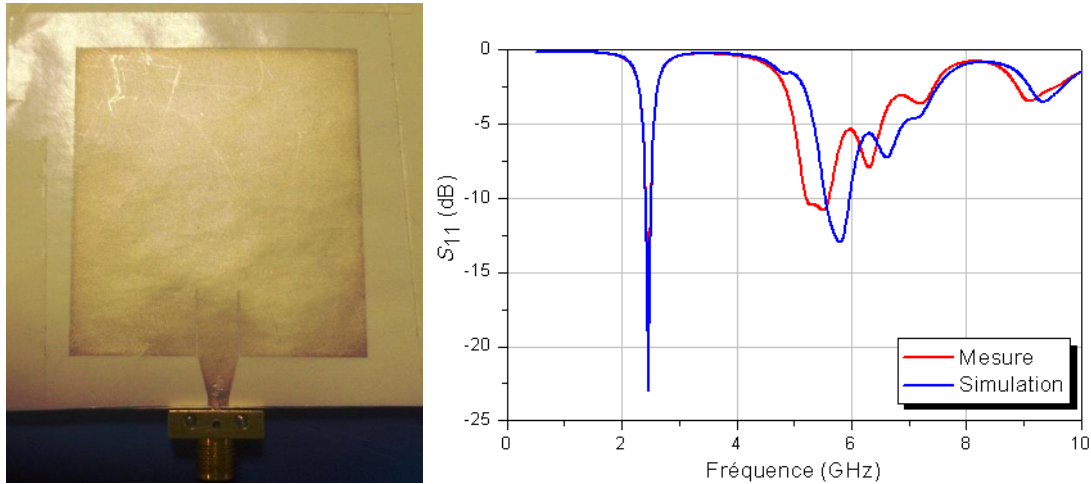


Figure V. 10. a) Antenne patch imprimée par flexographie, b) coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne

Cette antenne présente un gain simulé de 5.64 dBi et un gain mesuré de 4.76 dBi (figure V.11). Nous remarquons une différence entre les valeurs des gains qui est principalement due à la quantité d'encre déposée. Une valeur moyenne d'épaisseur de $5\mu\text{m}$ et de conductivité de l'ordre de 10^6 S/m est utilisée pour la simulation par contre en réalité ces valeurs varient (cf. chapitre 3).

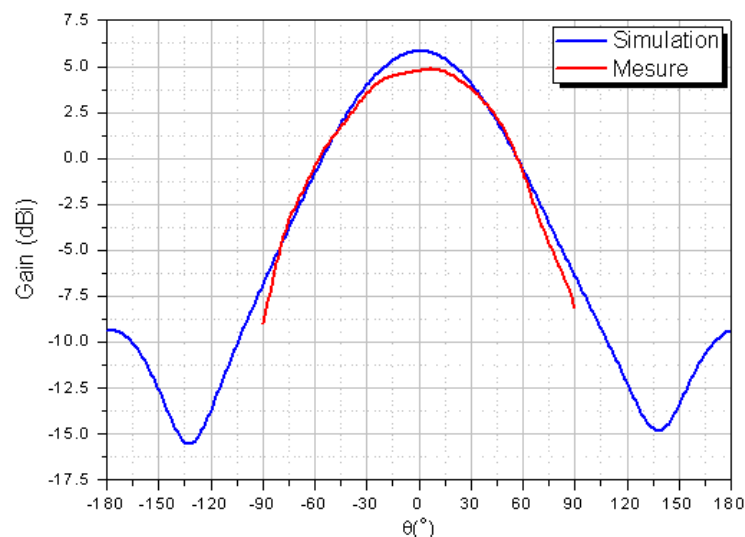


Figure V. 11. Comparaison du gain simulé sous CST et mesuré

L'antenne patch conçue et réalisée sur substrat papier montre une adaptation -18 dB à 2.45 GHz, elle présente un gain de 4.76 dBi. L'antenne doit aussi intégrer le filtre passe bas-côté RF du convertisseur RF-DC (cf chapitre 4), ses propriétés de filtrage des harmoniques

supérieures ne sont satisfaisantes. De plus, ses dimensions (48 mm x 45 mm) sont rédhibitoires pour notre application. Nous avons choisi d'étudier d'autres types d'antennes.

V.3.2.1 Antenne double monopôles

Nous proposons dans cette partie l'étude d'une antenne monopôle modifiée qu'on appellera « Double monopôle ». Un monopôle, généralement constitué d'un brin de longueur $\lambda/4$ placé au-dessus d'un plan réflecteur (plan de masse). Son diagramme de rayonnement est omnidirectionnel (dans un demi-espace). Pour des raisons de miniaturisation, nous proposons une structure repliée d'antenne afin de simplifier la rectenna et de réduire sa taille.

V.3.2.1.1 Conception

Un double monopôle replié a été proposé. La figure V.12 décrit les deux faces avant et arrière de l'antenne et détaille les dimensions de celle-ci pour un substrat carton ondulé ($\epsilon_r = 1.41$; $\tan\delta = 0.042$ et $h = 3$ mm). Pour des raisons de miniaturisation et pour une meilleure intégration de l'ensemble de la rectenna, l'antenne a été repliée. Chaque brin de l'antenne est d'une longueur d'ordre $\lambda/2$. Nous avons choisi la longueur $\lambda/2$ au lieu de $\lambda/4$ pour avoir une surface de rayonnement équivalente plus importante, ce qui permet d'augmenter le gain de l'antenne (objectif 5 dBi). Le plan de masse de l'antenne a été optimisé de manière à modifier les propriétés de rayonnement de l'antenne monopôle et la rendre ainsi directive.

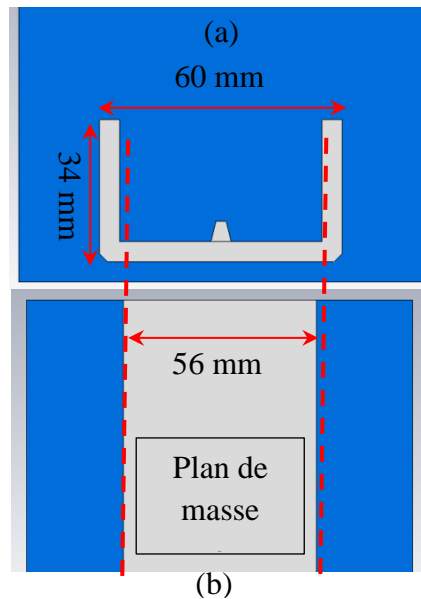


Figure V. 12. Antenne double monopôle repliée a) vue de face, b) vue de dessous

La figure V.13 montre une vision 3D du diagramme de rayonnement de l'antenne monopôle. Le résultat de simulation montre qu'il y a une direction de rayonnement privilégiée. Le gain maximal dans cette direction est égal à 4 dBi.

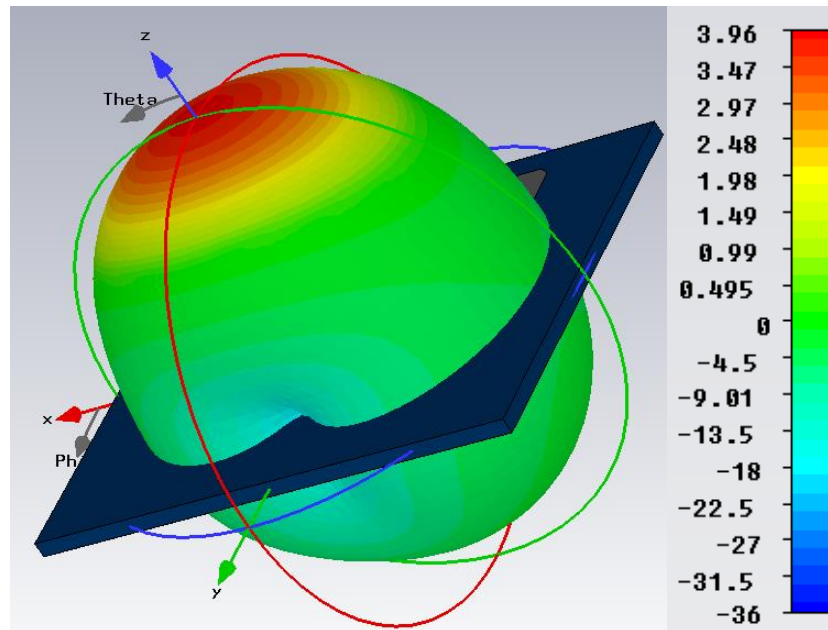


Figure V. 13. Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne monopôle double simulé sous CST

La figure V.14 décrit le coefficient de réflexion de l'antenne double monopôle simulée sous CST. Le coefficient de réflexion de l'antenne présente de pics de résonance, le premier à 2.45 GHz et il correspond à une résonance pour $\lambda/2$. Le deuxième pic correspond à une résonance à λ .

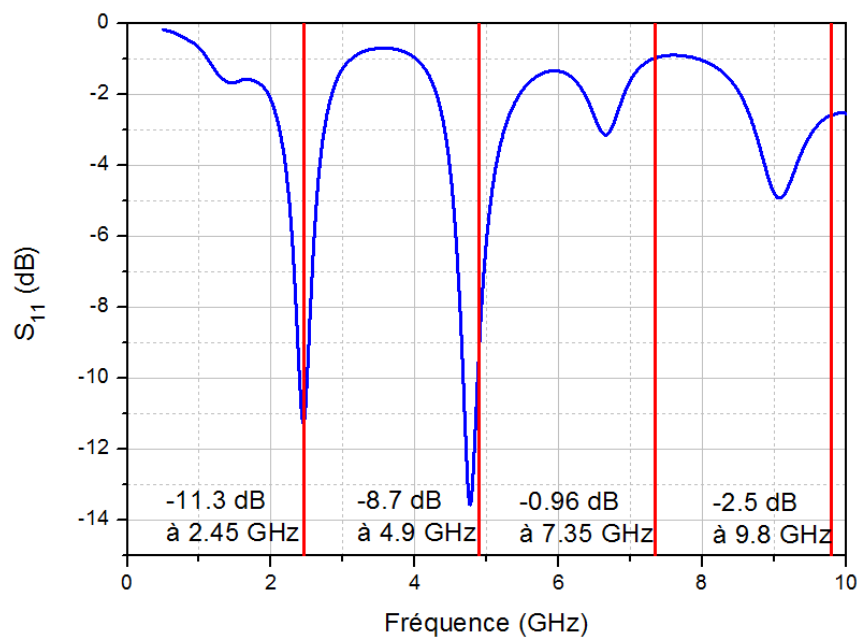


Figure V. 14. Coefficient de réflexion simulé de l'antenne double monopôle

Le résultat obtenu ne permet pas filtrer les harmoniques supérieures notamment la première harmonique à 4.9 GHz. Pour remédier à ce problème, il existe des solutions qui ont été décrites dans l'état de l'art notamment l'ajout d'éléments parasites [V.5], la forme initiale de l'antenne [V.6] ou l'ajout de fentes [V.7-V.9]. Cette dernière solution a été retenue. Le fonctionnement de cette technique consiste à annuler les lignes de courant à une certaine fréquence et annuler ainsi la résonance à cette fréquence.

L'antenne a été modifiée ; Elle est décrite dans la figure V.15. La position ainsi que les dimensions de la fente ont été optimisées avec l'outil de simulation CST.

Une deuxième fente a été aussi introduite sur le plan de masse afin d'améliorer l'adaptation à 2.45 GHz.

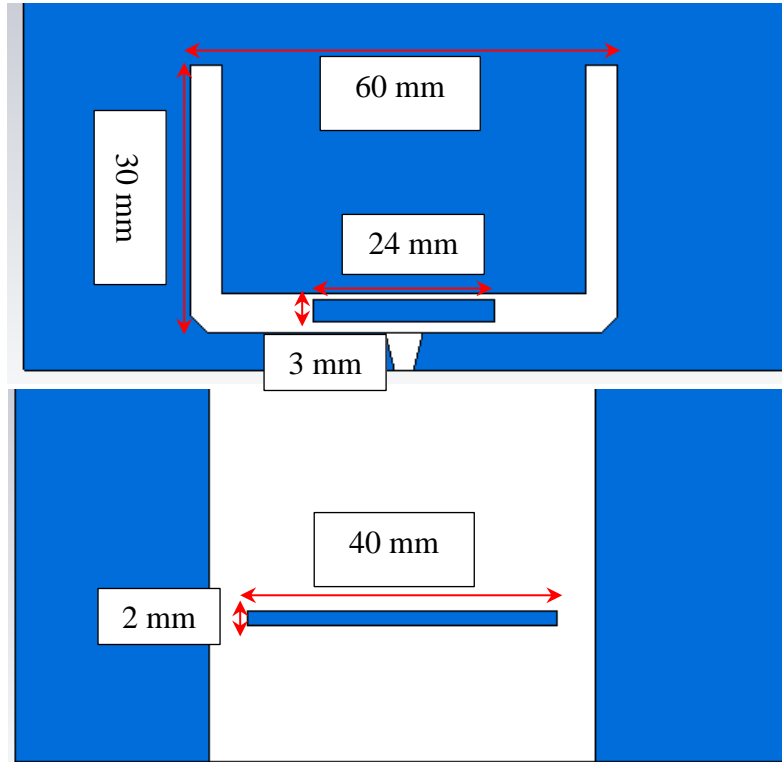


Figure V. 15. Antenne monopôle avec fente

Les figures V.16 a et b décrivent respectivement les lignes de courant à 4.9 GHz de l'antenne sans fente et les lignes de courants à 4.9 GHz de l'antenne avec fente. Nous montrons que dans le cas de l'antenne avec fentes, les lignes de courants qui sont injectés à 4.9 GHz changent de direction, ils tournent autour de la fente et s'annulent. Par contre à 2.45 GHz (figure V.16c), la fente n'a aucune influence sur les lignes de courants.

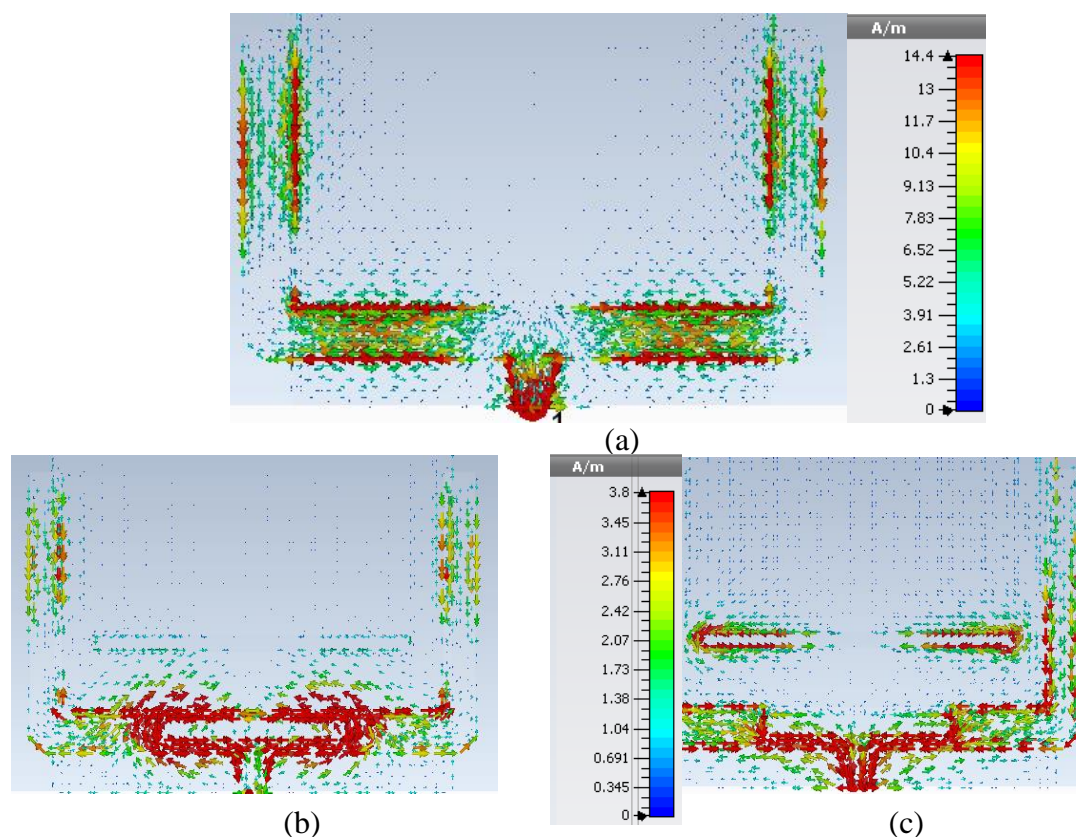


Figure V. 16. Lignes de courants a) sans la fente à 4.9 GHz, b) avec la fente à 4.9 GHz, c) avec la fente à 2.45 GHz

L'antenne obtenue a une fréquence de résonance principale à 2,45GHz. La figure V.17 compare les coefficients de réflexion de l'antenne double monopôle avec fentes simulée et mesurée. Nous avons amélioré le niveau d'adaptation, le coefficient de réflexion passe de -11.3 dB à -17.5 dB. Les niveaux des harmoniques supérieures sont donnés dans le tableau V.3. Nous notons un haut niveau de rejection des trois premières harmoniques supérieures.

Harmoniques supérieures	4.9 GHz	7.35 GHz	9.8 GHz
Antenne sans fente	-8.7 dB	-0.96 dB	-2.5 dB
Antenne avec fente	-2.2 dB	-1.39 dB	-1.12 dB

Tableau V. 3. Niveau des harmoniques supérieures simulé sous CST

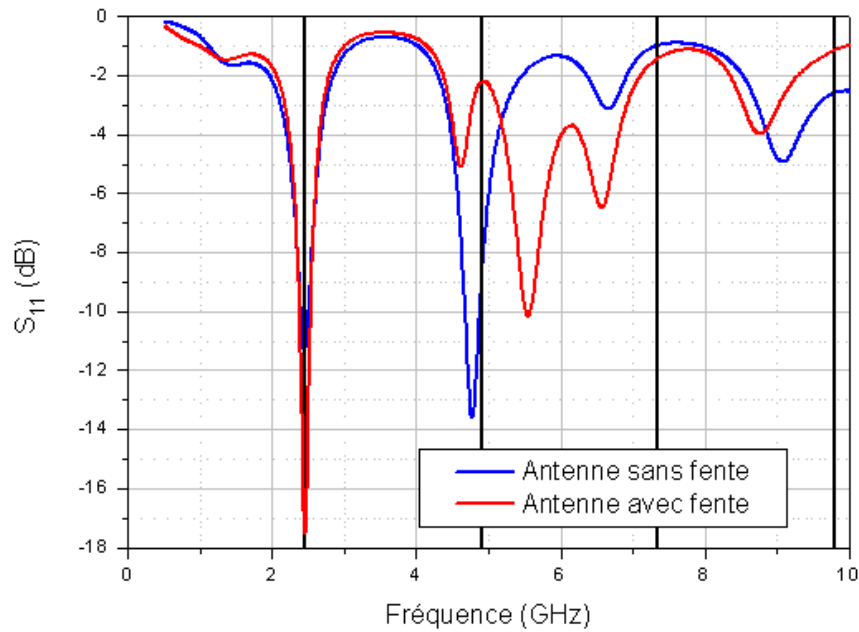


Figure V. 17. Coefficient de réflexion des antennes monopôle avec et sans fente simulées sous CST

V.3.2.1.2 Réalisation et mesure

La figure V.18 présente une photographie de l'antenne proposée. L'antenne est fabriquée sur le substrat papier carton ondulé d'épaisseur 3 mm et de permittivité réelle 1,41. Les pertes dans ce substrat sont de l'ordre de 0,042. Les dimensions de l'antenne sont 60 mm x 30 mm. Le coefficient de réflexion mesuré est égal à -17dB à 2,45 GHz (figure V.18b) assurant un filtrage pour les trois harmoniques supérieures. Le décalage observé entre la simulation et la mesure vient du fait que les pertes diélectriques et conductrices augmentent avec la fréquence alors qu'en simulation ces paramètres sont considérés constants.

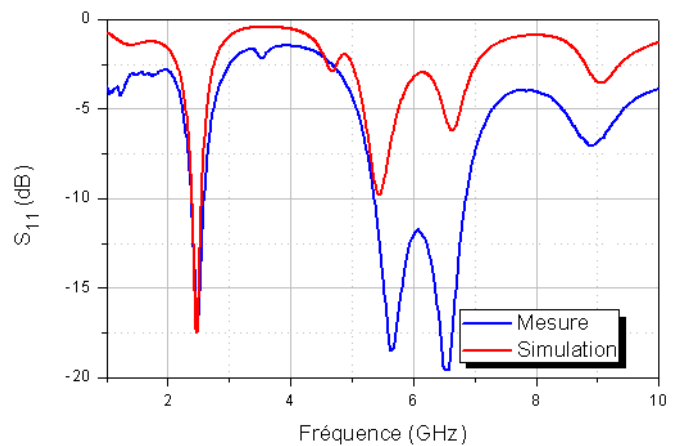


Figure V. 18. Photographie de l'antenne réalisée sur papier, b) Mesure et simulation de l'antenne monopôle avec fente

La figure V.19 montre que le gain maximal correspond à la fréquence 2.45 GHz et est égal à 3.93 dBi.

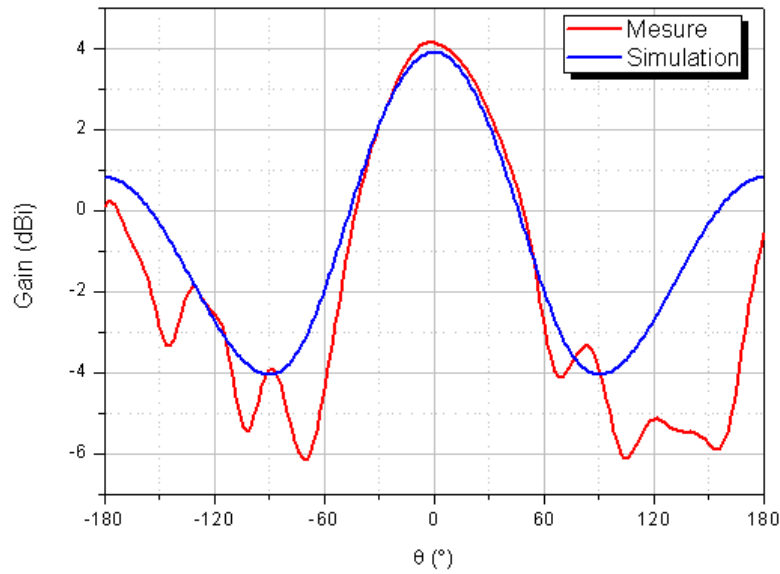


Figure V. 19. Comparaison entre le gain simulé de l'antenne double monopôle sur C4 et la mesure

V.3.3. Test rectenna 1

Pour illustrer le fonctionnement de l'ensemble du système, la mesure de la rectenna est effectuée. La figure V.20 montre la rectenna imprimée sur C4. Les dimensions de la rectenna sont 45 mm de long et 60 mm de large.

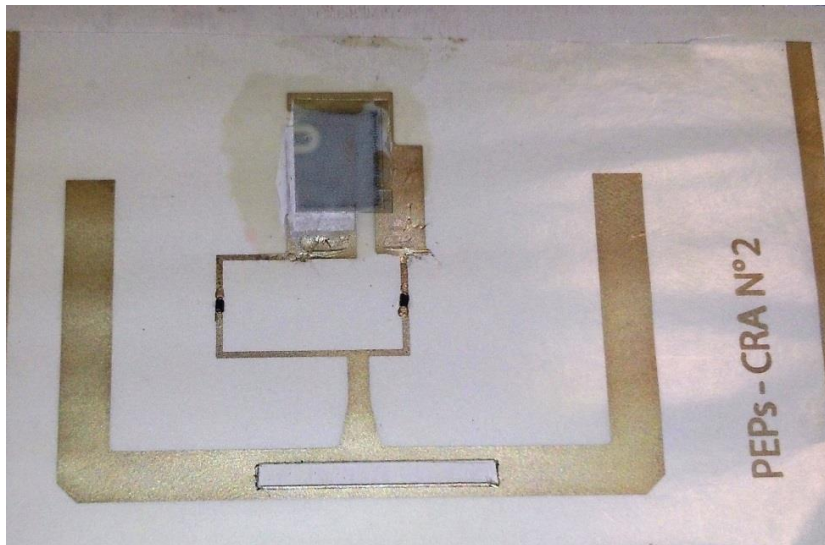


Figure V. 20. Photographie de la rectenna imprimée sur papier carton C4 avec de l'encre argent

La figure V. 21 décrit le processus de mesure. Le générateur de signaux ANRITSU 68367C est maintenant connecté à une antenne d'émission. Il s'agit d'une antenne dipôle ayant un gain de 2.5 dBi à 2,45 GHz. L'antenne d'émission est située à 17 cm de la rectenna sous test. La distance entre les deux antennes correspond à la configuration en champ lointain. On rappelle que la configuration champ lointain correspond à l'équation :

$$d > 2D^2 / \lambda \quad [Eq V. 4]$$

où D est la largeur de l'antenne d'émission, elle est égale à 10 cm, d est la distance entre la rectenna et l'antenne d'émission, elle est de l'ordre de 17 cm et λ est la longueur d'onde dans le vide.

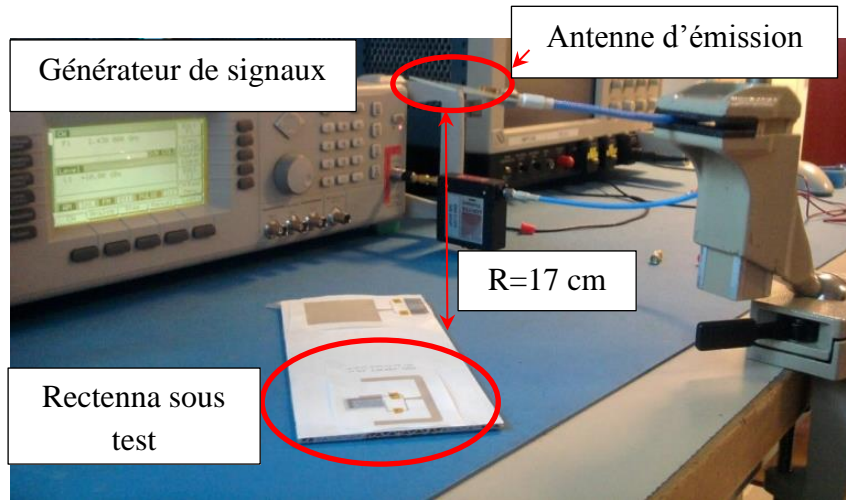


Figure V. 21. Banc de mesure pour la rectenna

Les résultats des mesures sont décrits dans la figure V. 22. La tension de sortie est mesurée en fonction de la puissance délivrée par le générateur de signal. Pour une puissance incidente de 5 dBm, la tension récupérée est égale à 200 mV. Lors de la mesure du convertisseur RF-DC seul, il récupère 200 mV à -10 dBm. Cette différence de 15 dB trouve son origine dans les pertes de propagation. L'équation de Friis (Eq V.5) est utilisée pour calculer le niveau de puissance à la sortie de l'antenne de réception.

$$P_R = P_T + G_T + G_R + 20 \times \text{Log} \left(\frac{c}{4\pi \times R \times f} \right) \quad [\text{Eq V.5}]$$

avec P_R est la puissance à l'entrée de la rectenna, P_T la puissance transmise par le générateur de signaux; G_T est le gain de l'antenne d'émission; G_R est le gain de l'antenne de réception et R est la distance entre la rectenna et l'antenne d'émission.

La puissance calculée à partir de l'équation de Friis est égale à -11.4 dBm. Le calcul théorique et les résultats de mesure sont en bonne concordance.

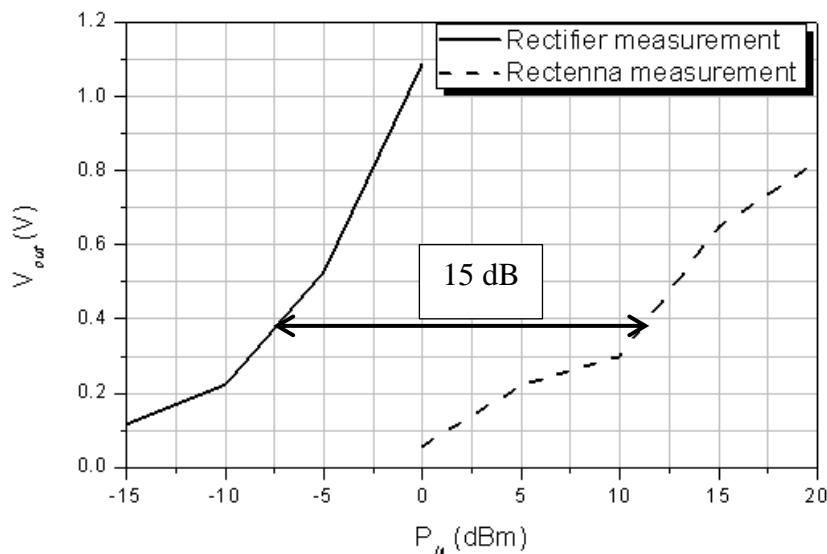


Figure V. 22. Comparaison entre la tension de sortie mesurée aux bornes de la rectenna et du convertisseur RF-DC

Pour mettre en évidence l'application et l'intérêt de ce circuit concernant la lutte contre la fraude, un Smartphone a été utilisé. Le dispositif sous test est placé en face du Smartphone à une distance de 2 cm et est relié à un voltmètre pour mesurer la tension de sortie à travers l'écran. La figure V.23a décrit le processus de mesure. Dans ce cas de figure, la rectenna est placée dans une configuration de champ proche et la puissance DC détectée résultante est principalement due à effet de couplage entre l'antenne PIFA du Smartphone et l'antenne de la rectenna. Dans cette configuration, le voltmètre indique 970 mV. Les figures V.23 b et c présentent un zoom sur l'afficheur électrochrome en mode éteint et coloré pour bien visualiser le contraste entre les deux états.

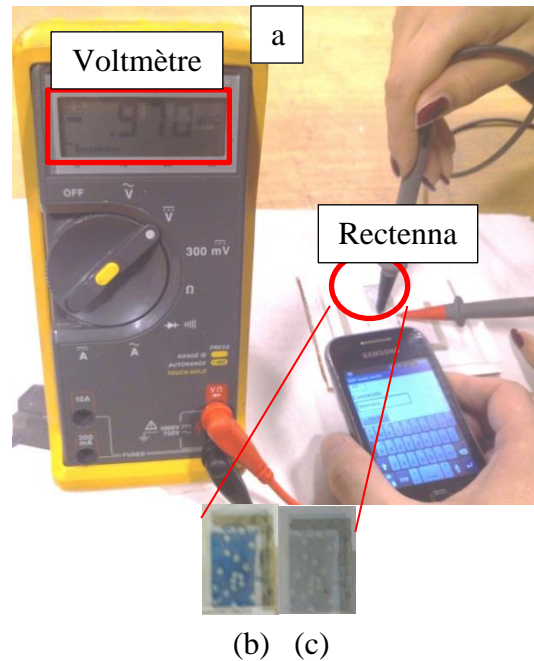


Figure V. 23. a) Photographie du processus de mesure, b) afficheur coloré, c) afficheur éteint

V.3.4. Dispositif final

La figure V.24 décrit le produit final pour l'application bouteille de parfum. Le carton ondulé avec la rectenna imprimée dessus sera inséré dans l'emballage externe de la bouteille de parfum. Une boîte plastique est prévue pour renseigner sur la procédure de test : comment démarrer l'application et où positionner le Smartphone et indiquer l'endroit qu'il faut regarder pour visualiser le changement de contraste. Les deux couches de substrat rajoutées au-dessus du circuit ont été prises en compte lors des simulations.



Figure V. 24. Produit de l'application Bouteille de parfum

La deuxième application de ce même circuit est celle de la sécurité « micro-onde ». La figure V.25 décrit le produit final. L'application diffère de la première. Ici, nous testons le niveau de puissance qui fuit du four à micro-onde. Sur l'étiquette, deux niveaux de couleurs de référence sont imprimés. Lorsque l'appareil est en marche, si la couleur de l'afficheur passe du gris au bleu, on en déduit que le niveau de puissance sortant du four est important.

Nous avons montré la faisabilité et le bon fonctionnement du produit, par contre il reste à régler la tension de seuil de commutation de l'afficheur par rapport à la norme de sécurité imposée par l'ANSES (Agence nationale de sécurité sanitaire). Ceci peut se faire en jouant sur l'adaptation en impédance du dispositif ou sur le type d'assemblage et le choix des matériaux constituant l'afficheur.

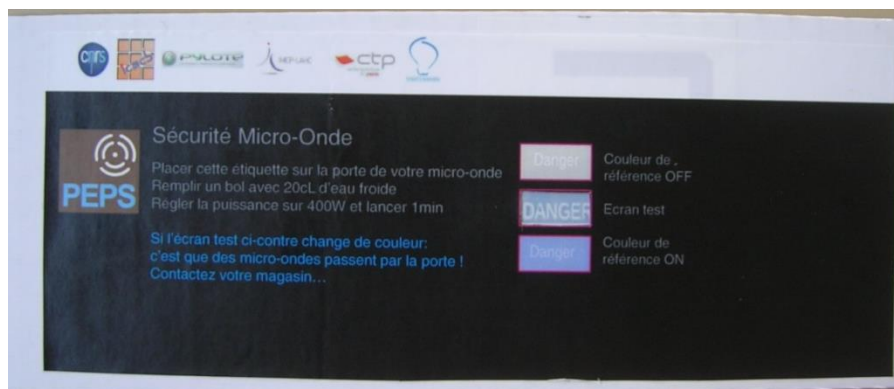


Figure V. 25. Photographie de l'étiquette "sécurité micro-onde"

V.4. Application 2 « Rectenna 3D »

V.4.1. Objectif

La deuxième application consiste à protéger les bouteilles de vin. La rectenna est imprimée sur support plastique (polyester) très fin pour pouvoir le coller autour de la bouteille. Le dispositif final par conséquent sera courbé. Nous allons étudier l'effet de la courbure sur les performances de l'antenne.

V.4.2. Antenne

V.4.2.1 Antenne plate

L'antenne proposée est un monopôle rayonnant sur la bande de fréquence Wi-Fi et plié dans le but de la miniaturisation. Le substrat utilisé est un polyester ayant une épaisseur de 0.1 mm avec une constante diélectrique de 3.3 et une tangente de pertes diélectriques de 0.007. L'épaisseur du substrat est choisie très faible, afin de réaliser des circuits courbés et par conséquent des applications 3D. L'épaisseur du substrat est une caractéristique importante dans le choix du type d'antenne. La technologie micro-ruban, par exemple, ne convient pas; la bande passante de ce type d'antennes sur un substrat fin est trop étroite [V.4]. L'antenne monopôle est choisie avec un plan de masse partiel, comme décrit dans la figure V.26. La longueur totale du monopôle est égale à λ . La longueur du plan de masse est optimisée afin d'améliorer l'adaptation de l'antenne. Le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne est représenté sur la figure V.27. On note que l'antenne est bien adaptée à la fréquence 2.45 GHz ($S_{11} = -22$ dB), également la bande passante de l'antenne couvre toute la gamme de fréquences Wi-Fi (2.4 GHz à 2.48 GHz). Le diagramme de rayonnement 3D simulé de l'antenne est présenté à la figure V.28. L'antenne est directive. Le gain simulé de l'antenne est d'environ 4.89 dB. Il présente une efficacité de -0.64 dB correspondant à 86.2%.

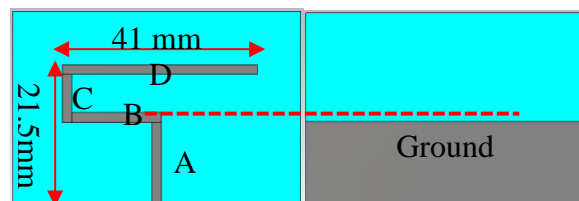


Figure V. 26. Structure de l'antenne simulée sous CST

A, B, C and D permet l'identification de chaque partie de l'antenne.

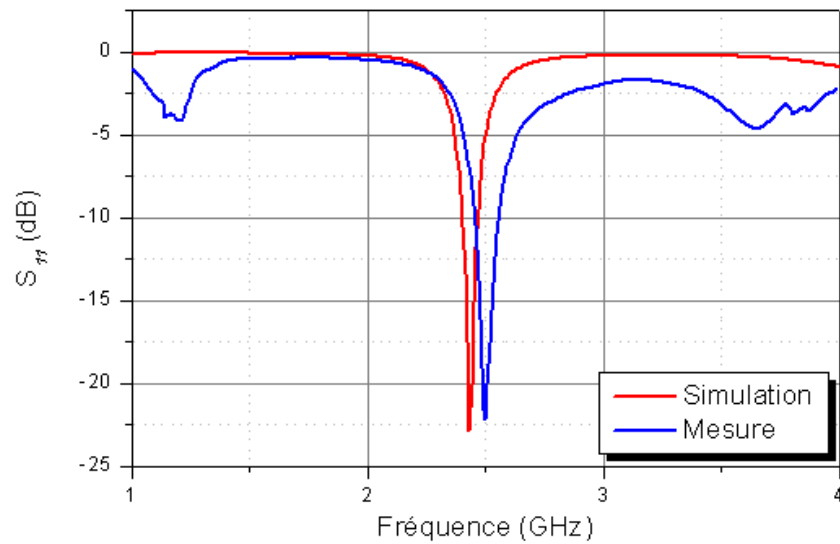


Figure V. 27. Coefficient de réflexion mesuré et simulé sous CST

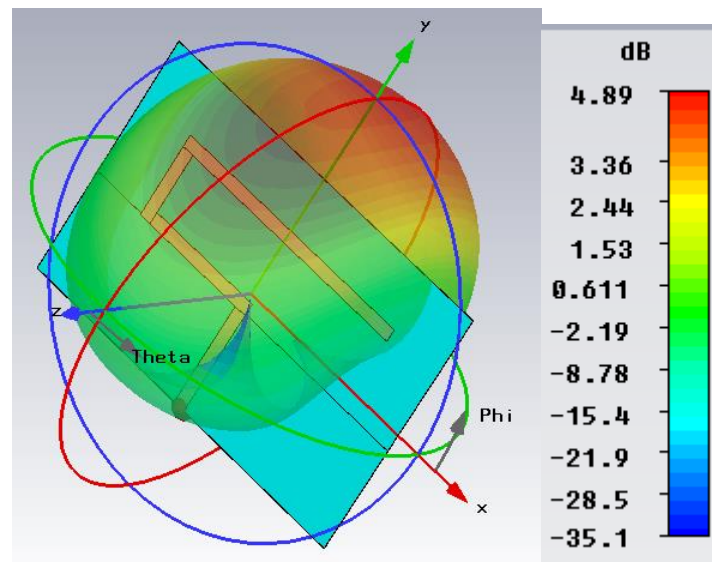


Figure V. 28. Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne monopôle simulée sous CST

L'antenne a été mesurée en chambre anéchoïque. L'antenne d'émission est un cornet présentant un gain de 8 dBi à 2.45 GHz et a été placée à 3 m de l'antenne monopôle sous test. La figure V.29 compare les gains mesuré et simulé de l'antenne souple. Nous observons une bonne concordance entre les deux résultats. Le gain mesuré atteint les 5 dBi.

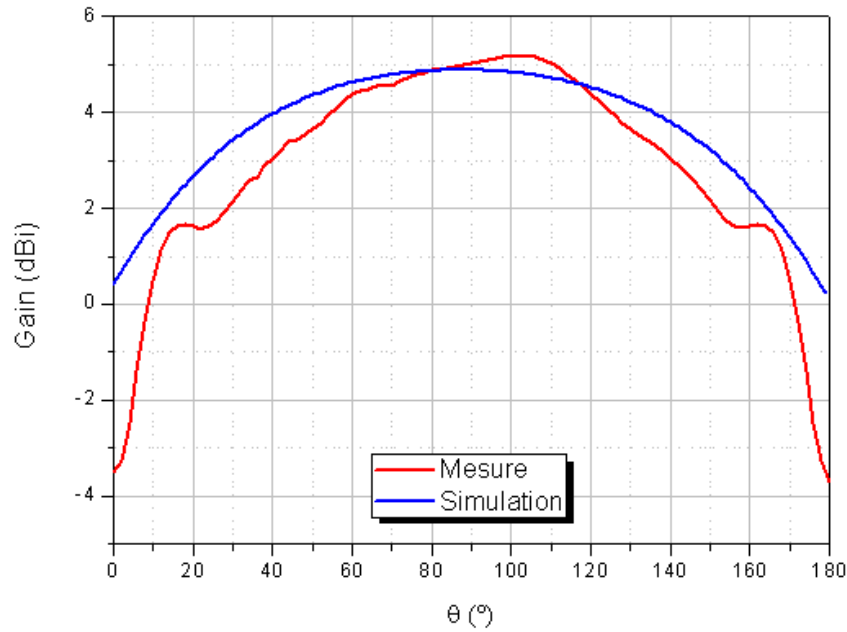


Figure V. 29. Comparaison entre le gain simulé et mesuré de l'antenne monopôle

V.4.2.2 Impact de la courbure des antennes

Dans ce paragraphe, l'effet de courbure de l'antenne monopôle est étudié pour deux configurations géométriques différentes: courbure autour de l'axe z (figure V.29.a) et autour de l'axe y (figure. V.29.b). L'étude est réalisée avec le logiciel de simulation CST.

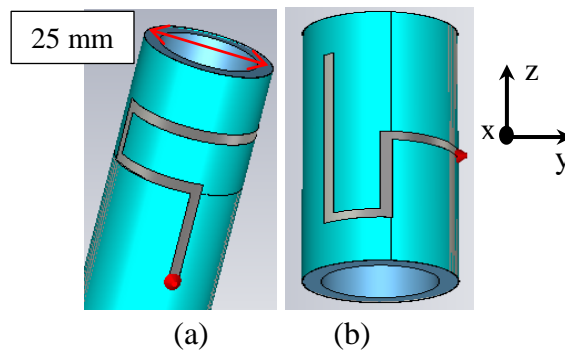


Figure V. 30. Antenne courbée a) autour de l'axe z, b) autour de l'axe y

Les paramètres S de l'antenne plate et courbée sont tracés sur la courbe de la figure V.30. Les résultats montrent un décalage vers les faibles fréquences de la fréquence de résonance des antennes courbées par rapport à l'antenne plate. L'équipe de T. Kashiwa a déjà observé ce phénomène dans [V.10]. Ce décalage peut s'expliquer ainsi: lorsqu'on courbe une ligne de transmission, une capacité peut se créer entre les sections de cette ligne qui est à l'origine de ce décalage vers les basses fréquences. La largeur de la bande passante pour les trois antennes demeure identique. De plus, le coefficient de réflexion de l'antenne pliée présente une bonne adaptation à 2,45 GHz assurant un niveau élevé de filtrage pour les trois harmoniques supérieures. Ce résultat confirme l'intégration du bloc filtre RF dans l'antenne.

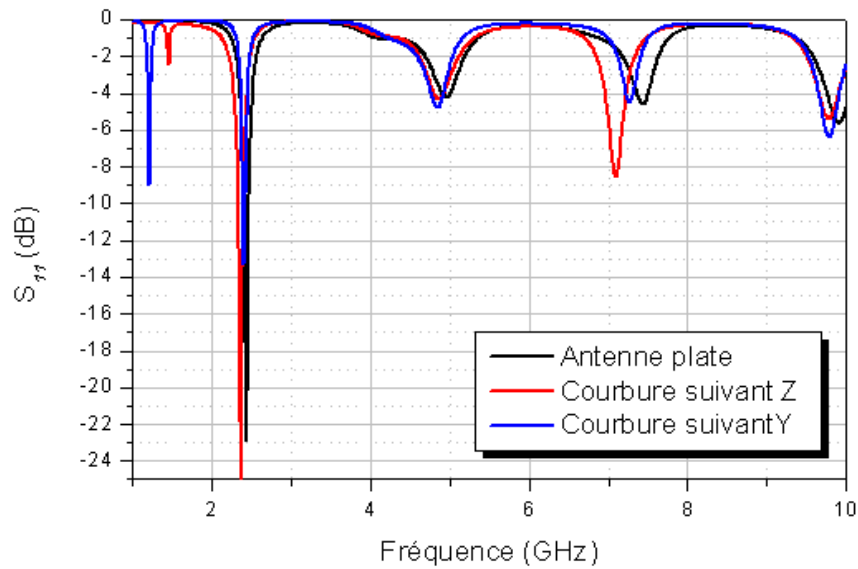


Figure V. 31. Paramètres S11 simulés sous CST de l'antenne plates et des antennes courbées suivant l'axe Z et Y

La figure V.31 représente les diagrammes de rayonnement des trois antennes au niveau de leurs fréquences de résonance; 2,45 GHz pour l'antenne plate, 2,41 GHz pour l'antenne pliée autour de l'axe y et 2.39 GHz pour l'antenne pliée autour de l'axe z. Le diagramme de rayonnement est déformé pour les deux antennes pliées. L'antenne pliée autour de l'axe z est omnidirectionnelle. Le gain réalisé est égal à 2,9 dB. Ce changement drastique est une conséquence de la courbure de la section «D» (figure V.26) de l'antenne qui est principalement responsable du rayonnement de l'antenne. L'antenne pliée autour de l'axe Y montre un niveau de gain égal à l'antenne plate. La section «D» étant plat, le diagramme de rayonnement ne change pas beaucoup. Un décalage de 90 ° à 60 ° de la direction principale de rayonnement doit être remarqué, probablement en raison de l'influence de la courbure des sections "A" et "C" courbure. La courbure autour de l'axe y a été choisie pour l'antenne.

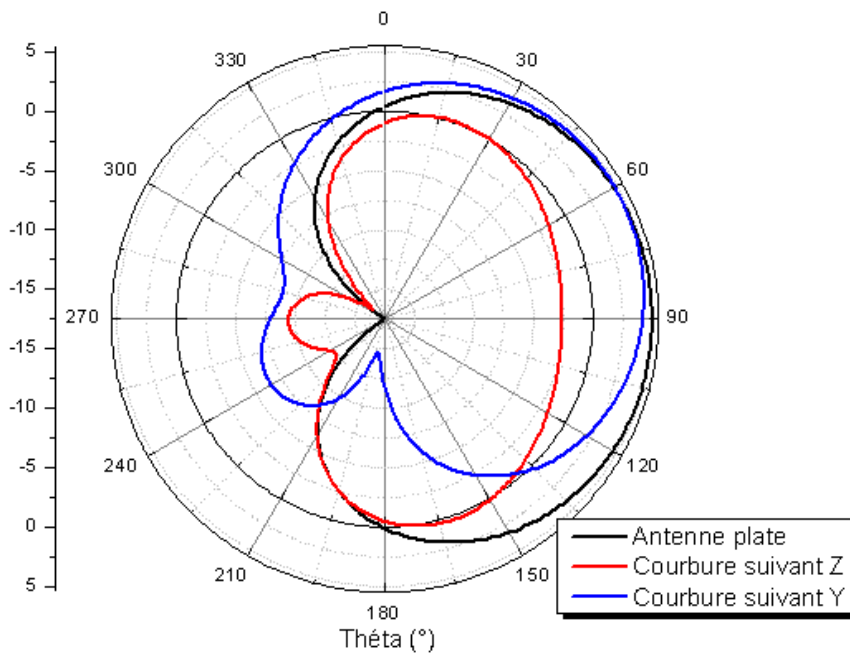


Figure V. 32. Simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne plate et courbée

V.4.3. Test rectenna 2

Le circuit de conversion RF-DC a également été plié et simulé en utilisant la version du logiciel CST 2013. Nous n'avons observé aucun effet de la courbure sur ses performances.

La rectenna a été ensuite fabriquée et collée sur la face supérieure d'une bouteille comme le montre la figure V.32. La rectenna fait 18.65 cm^3 . La rectenna a été dans un premier temps réalisé avec du cuivre adhésif. Comme le plan de masse de la rectenna ne couvre pas l'ensemble du circuit, une partie du rayonnement de l'antenne se fait vers la bouteille par conséquent, les caractéristiques diélectriques de la bouteille ont été prises en compte dans les simulations. Une constante diélectrique de 4,82 a été utilisée pour le verre. Le processus de mesure est représenté sur la figure V.32. Une antenne dipôle avec un gain de 2,5 dB a été utilisée comme antenne de transmission. Elle est connectée à un générateur de signaux à 2,45 GHz. Une distance de 10 cm est fixée entre l'antenne émettrice et l'antenne de la rectenna. La figure V.33 représente la tension DC mesurée en fonction de la puissance délivrée par le générateur de signaux.

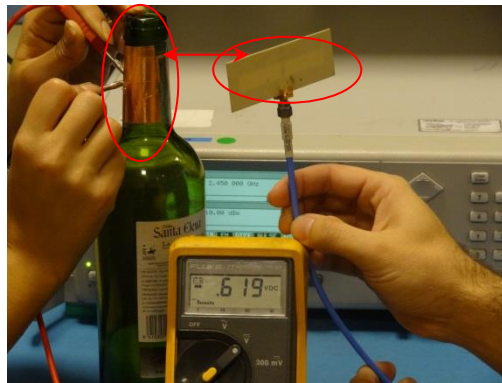


Figure V. 33. Photographie de la méthode de mesure de la tension à la sortie de la rectenna

Pour une puissance incidente de 5 dBm, la tension récupérée est égale à 619 mV. Lors de la mesure du convertisseur seul, il récupère la même tension à -8 dBm. Cette différence de 13 dB est due aux pertes de propagation dans l'espace libre. L'équation de Friis (Eq V.5) est utilisée pour calculer le niveau de puissance à la sortie de l'antenne de réception.

$P_R = -8 \text{ dBm}$, $P_T = 5 \text{ dBm}$; $G_T = 2.5 \text{ dB}$; $G_R = 4 \text{ dB}$ et $R = 10 \text{ cm}$. La puissance calculée à partir de l'équation de Friis est égale à -8.7 dBm. La théorie et la mesure sont en concordance.

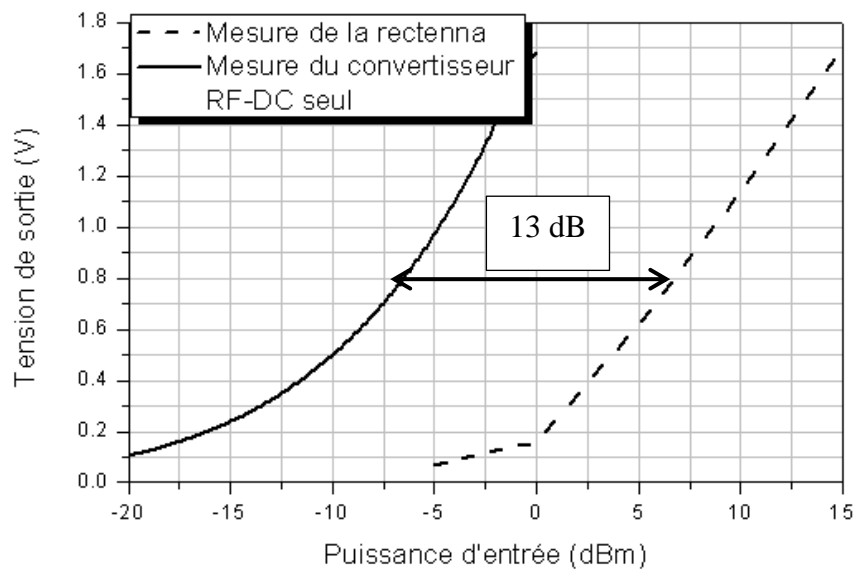


Figure V. 34. Tension DC mesurée

Nous nous intéressons maintenant à l'application finale. Nous testons la faisabilité de la rectenna 3D, le dispositif sous test est placé en face du Smartphone à une distance de 2 cm et est relié à un voltmètre pour mesurer la tension de sortie aux bornes de l'afficheur. La figure V.34 décrit le processus de mesure. La puissance délivrée par le Smartphone a été évaluée (cf. paragraphe V.2) et est égale à -14 dBm à l'entrée de la rectenna. Le voltmètre mesure une tension de 1.9 V.

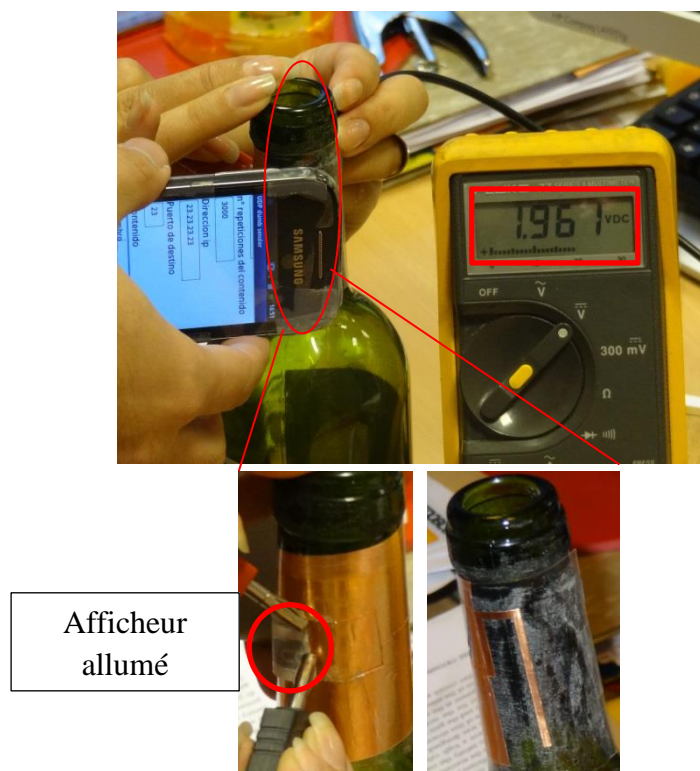


Figure V. 35. Procédure de mesure de la rectenna 3D

V.4.4. Dispositif final

Le circuit final a été réalisé avec une encre conductrice à base d'argent comme le décrit la figure V.35. La méthode d'impression utilisée est la méthode sérigraphie. Le plan de masse par contre est réalisé avec du cuivre adhésif. Une couche de papier à la fois protectrice et explicative du mode d'emploi est rajoutée au-dessus de la rectenna.

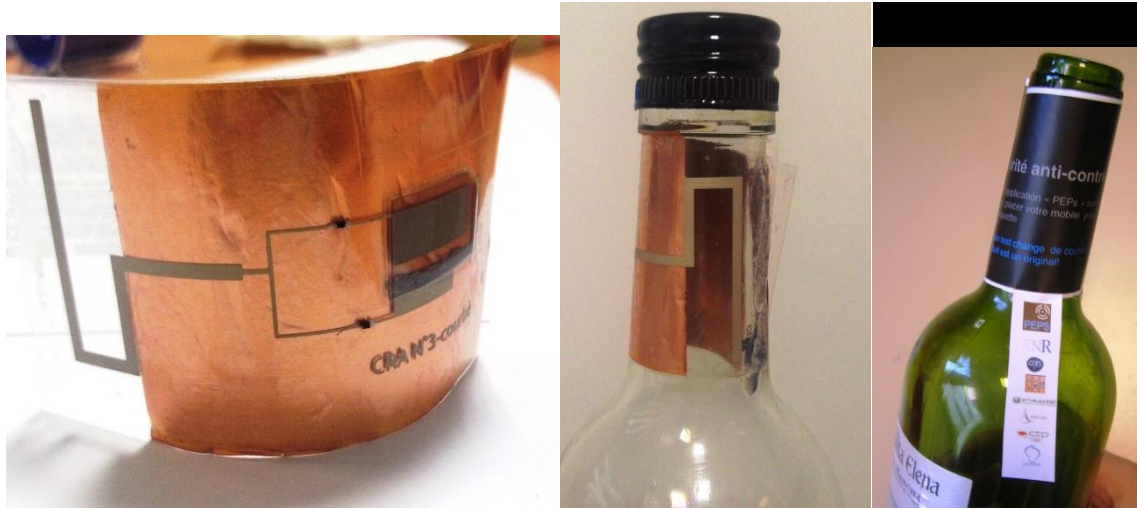


Figure V. 36. Photographie du produit final

V.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la conception d'antennes planaires, chacune adaptée à une application visée. Les antennes conçues et mesurées sont directives et elles présentent des gains de l'ordre de 5 dBi. Ensuite les rectennas entières ont été fabriquée sur substrat carton et support plastique fin et flexible pour des applications 3D. Chacune des rectennas a été caractérisée en champ proche et champ lointain. Les résultats de mesure montrent que les rectennas sont polyvalentes. Les résultats obtenus se situent à l'état de l'art international [V.11]. Ensuite, les 3 applications ont été décrites : la première correspond à la lutte contre la fraude des produits de luxe tel que bouteilles de parfum, le circuit est imprimé directement sur papier carton d'emballage. La deuxième application concerne un autre domaine qui est la sécurité sanitaire. Dans ce cas, nous proposons un circuit détecteur des fuites du four à micro-ondes. Lorsque le niveau de puissance sortante est élevé, l'afficheur se colore pour indiquer qu'il y a danger. La troisième application concerne la traçabilité des produits de valeur tels que les produits vignobles de valeur afin de limiter leur contrefaçon. Le circuit est réalisé sur support plastique flexible pour réaliser des rectennas compactes 3D.

Nous dressons dans le tableau V.4 un récapitulatif de très récents résultats sur des substrats à base de Téflon à très faible pertes ou supports plastiques dont les pertes sont dix fois plus faibles que celles du papier.

Source	Charge (K Ω)	Nombre de diodes	Puissance RF à l'entrée de la rectenna	Tension de sortie	Substrat
[IV.13]	1000	5	5dBm	3V	FR4
[IV.14] : champ proche	Qlq 100	1 diode imprimée	250 mW	0.7V	PET
Nous : champ lointain	30	2	15 dBm	0.7 V	papier
Nous : champ proche	30	2	-15 dBm crête	1V	papier
Nous : champ proche	30	2	-15 dBm crête	1V (encre) 2V (cuivre)	PET

Tableau V. 4. Comparaison par rapport à l'état de l'art

Il est difficile de comparer entre ces travaux car les charges aux bornes des rectennas ne sont pas les mêmes, ni le nombre de diodes utilisées, par contre ce qui est important à noter dans notre travail est qu'avec un substrat papier à fortes pertes et seulement deux diodes Schottky, on atteint des performances comparables et concurrentes à l'état de l'art en termes de tension de sortie.

V.6. Références Bibliographiques

- [V.1] Mohammed, S.S.; Renald, C.; Shanmuganantham, T.; Ramasamy, K., "A 2.45GHz Sierpinski carpet edge-fed microstrip patch fractal antenna for WPT rectenna," *Communication Control and Computing Technologies (ICCCCT), 2010 IEEE International Conference on*, pp.57,60, 7-9 Oct. 2010
- [V.2] Huang, F-J.; Lee, C-M; Chang, C-L.; Chen, L-K.; Yo, T-C.; Luo, C-H., "Rectenna Application of Miniaturized Implantable Antenna Design for Triple-Band Biotelemetry Communication," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.59, no.7, pp.2646-2653, July 2011
- [V.3] Hiramatsu, Y.; Yamamoto, T.; Fujimori, K.; Sanagi, M.; Nogi, S., "The design of mW-class compact size rectenna using sharp directional antenna," *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, vol., no., pp.1243-1246, Sept. 29 2009-Oct. 1 2009
- [V.4] Balanis, C.A., « Antennas theory, Analysis and Design », Second Edition, John Wiley and sons, Inc
- [V.5] Harouni, Z.; Osman, L.; Gharsallah, A, "Efficient 2.45 GHz CPW patch antenna including harmonic rejecting device for wireless power transmission," *Systems, Signals and Devices (SSD), 2011 8th International Multi-Conference on*, vol., no., pp.1-3, 22-25 March 2011
- [V.6] Park, J-Y.; Han, S-M.; Itoh, T., "A rectenna design with harmonic-rejecting circular-sector antenna," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol.3, no.1, pp.52,54, Dec. 2004
- [V.7] Huang, F-J.; Yo, T-C.; Lee, C-M.; Luo, C-H., "Design of Circular Polarization Antenna With Harmonic Suppression for Rectenna Application," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol.11, no., pp.592-595, 2012
- [V.8] Dehbashi, R.; Forooraghi, K.; Atlasbaf, Z., "A Harmonic-Rejecting Inset-Fed U-Slot Antenna for Rectenna Application," *Sarnoff Symposium, 2006 IEEE*, vol., no., pp.1,3, 27-28 March 2006
- [V.9] Zhao, Y.; Hong, J-S.; Zhang, G-M.; Wang, B-Z., "A harmonic-rejecting monopole antenna with SIR ground for rectenna," *Signals Systems and Electronics (ISSSE), 2010 International Symposium on*, vol.1, no., pp.1-3, 17-20 Sept. 2010
- [V.10] Kashiwa, T.; Onishi, T. and Fukai, I., "Analysis of microstrip antennas on a curved surface using the conformal grids FD-TD method," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.42, no.3, pp.423- 427, March 1994
- [V.11] Vyas, R.J.; Bito, J; Sangkil K; Tentzeris, M.M., "Harvesting wireless signals from two-way talk-radios to power smart meters and displays," *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1-3, 1-6 June 2014

[V.12] Rushi J. Vyas, Jo Bito, Sangkil Kim, Manos M. Tentzeris, “Harvesting Wireless Signals from Two-way Talk-Radios to Power Smart Meters and Displays”, *International Microwave Symposium, June 2014*

[V.13] Negar Sani et al, “All printed diode operating at 1.6 GHz”, Proceedings of the national academy of science PNAS, June 2014

Chapitre VI

Conclusion Générale & Perspectives

Ce travail de thèse s'est focalisé sur la faisabilité de composants et de circuits conçus sur support cellulosique classique avec des méthodes d'impression roll-to-roll industrielles. L'application principale dans ce travail est la récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation d'afficheurs électrochromes dans le but de la lutte contre la fraude.

Les principaux verrous se situaient d'une part au niveau des propriétés diélectriques, conductrices adaptées à une structure compacte et d'efficacité optimale, à l'imprimabilité des matériaux et d'autre part la fonctionnalité de la rectenna sur une large gamme de puissance.

Concernant les matériaux, le choix du type de papier a été le cœur de larges investigations. Le choix de la méthode de caractérisation a posé problème. D'emblée, le support papier étant un matériau nouveau pour l'électronique, ses caractéristiques diélectriques en hyperfréquences ne sont pas connues pour chaque type de papier. La méthode de la cavité résonante a été choisie pour caractériser le papier. Elle a l'avantage d'être simple à mettre en œuvre et précise. Elle a été associée à la méthode des lignes de transmission pour montrer le caractère constant de la permittivité du papier sur la bande de fréquence 500 MHz-4 GHz. Les résultats de caractérisation montrent que le papier présente des pertes diélectriques importantes. La tangente des pertes varie entre 0.07 et 0.1. Le carton ondulé qui consiste en trois couches de papier et une couche d'air a été utilisé. Ce type de papier de par sa composition présente des pertes diélectriques de l'ordre de 0.04 autrement dit deux fois plus petites que les pertes du papier classique comportant le moins de pertes.

D'un autre côté, on s'est confronté aux contraintes techniques de l'impression : l'épaisseur de l'encre conductrice déposée n'est pas constante, sa conductivité est 50 fois plus faible que celle du cuivre et la qualité d'impression varie d'un support à un autre allant jusqu'à faire varier les dimensions du motif imprimé. Toutes ces contraintes sur les matériaux nécessitent un circuit compact et miniaturisé afin de limiter les pertes de propagation dans les lignes et large bande au niveau de l'adaptation notamment pour éviter que les incertitudes d'impression ne soient rédhibitoires.

Concernant la conception des rectennas, l'élément clé pour la conversion RF-DC à savoir la diode étant un élément non linéaire, nous avons étudié les différents paramètres caractérisant une diode Schottky et nous avons choisi finalement la diode Schottky SMS 7630. Elle présente une faible capacité de jonction et une tension de jonction faible ce qui permet d'être sensible aux faibles niveaux de puissances. Son impédance varie avec le niveau de puissance mis en jeu. L'objectif était de garantir une certaine adaptation entre les blocs sur une large gamme de puissance. Sur le premier circuit, nous nous sommes rendus compte de cette difficulté et nous avons pu surmonter le problème en élaborant un autre type de convertisseur RF-DC à double diodes. Ce nouveau circuit est compact, ses dimensions sont de 35 mm x 25 mm. Il ne contient pas de via étant donné les difficultés à maîtriser le diamètre du via sur papier et présente un bon compromis entre le rendement en termes de tension de sortie et la robustesse face à la variation des caractéristiques de la diode en fonction du niveau de puissance. Il présente une adaptation à son entrée pour une gamme de puissance de -15 dBm à -5 dBm. Le circuit a été réalisé à 2.45 GHz, qui correspond au standard de fréquence optimal pour obtenir une densité de puissance maximale (en l'occurrence le Wi-Fi).

Nous avons aussi étudié l'impact de la valeur de la charge sur les rendements de la rectenna en termes de tension de sortie et de rendement de conversion. Plus la valeur de la charge augmente plus la tension de sortie aux bornes de la rectenna augmente par contre le rendement de conversion passe par une valeur maximale pour une charge optimale de l'ordre de grandeur du $k\Omega$ (selon la structure utilisée). Par conséquent, une caractérisation des afficheurs électrochrome a été effectuée. Nous avons proposé un modèle simplifié de l'impédance de l'afficheur qui concorde avec la mesure. Nous avons aussi trouvé une relation entre chaque élément du modèle proposé et le comportement physique de l'afficheur. Ainsi, nous avons pu, en collaboration avec l'ICMCB, améliorer l'afficheur pour avoir une plus grande tension de sortie de l'ensemble de la rectenna et pour obtenir des temps de coloration/décoloration compatibles avec notre cahier des charges.

Nous avons dressé dans le chapitre 5 un tableau récapitulatif de très récents résultats sur des substrats à base de Téflon à très faibles pertes ou supports plastiques dont les pertes sont dix fois plus faibles que celles du papier. La majorité des récents travaux intègrent un convertisseur DC-DC afin d'atteindre des tensions DC plus importantes avec des niveaux de puissances plus faibles. De même la charge de sortie est différente d'un travail à un autre et le rendement évalué n'est pas toujours identique (efficacité de conversion ou tension de sortie). Par conséquent, il est difficile de dresser une comparaison entre ces travaux mais le plus remarquable dans notre travail est qu'avec un substrat à fortes pertes, avec des techniques d'impression industrielles et avec seulement deux diodes Schottky, on atteint des performances comparables et concurrentes à l'état de l'art en termes de tension de sortie. Malgré une résistance DC de l'afficheur de l'ordre de $30k\Omega$, la tension DC de sortie récupérée est de l'ordre du Volt et est suffisante pour faire commuter l'afficheur électrochrome et prouver ainsi la faisabilité de circuits performants sur papier.

Dans la continuité de ce travail, nous proposons plusieurs pistes d'amélioration à court et long termes concernant les matériaux et la conception de la rectenna.

Dans un premier temps, nous proposons une étude sur les réseaux de rectennas, des premières investigations ont été effectuées. Nous avons simulé et réalisé un réseau de deux rectennas branchées en parallèle, deux antennes sont reliées chacune à un circuit de convertisseur RF-DC, les antennes sont découplées et les circuits de conversion ont la charge et le filtre passe-bas côté DC en commun. Le circuit est décrit sur la figure VI.1. La structure permet d'additionner les courants DC convertis. Cette structure a été validée par mesure. Le circuit a été réalisé sur Rogers 4003 et la charge utilisée est de valeur $1.5 K\Omega$. La tension mesurée est de 0.35 V à -10 dBm en comparaison à la rectenna simple qui récupère 0.25 V à la même puissance.

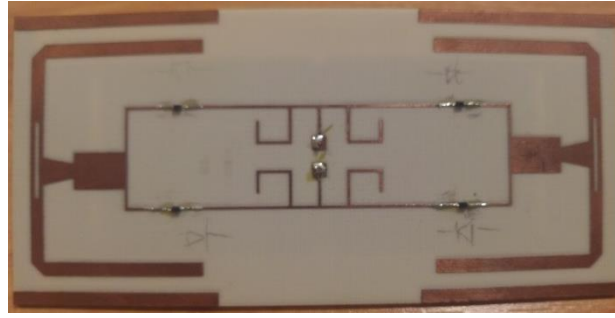


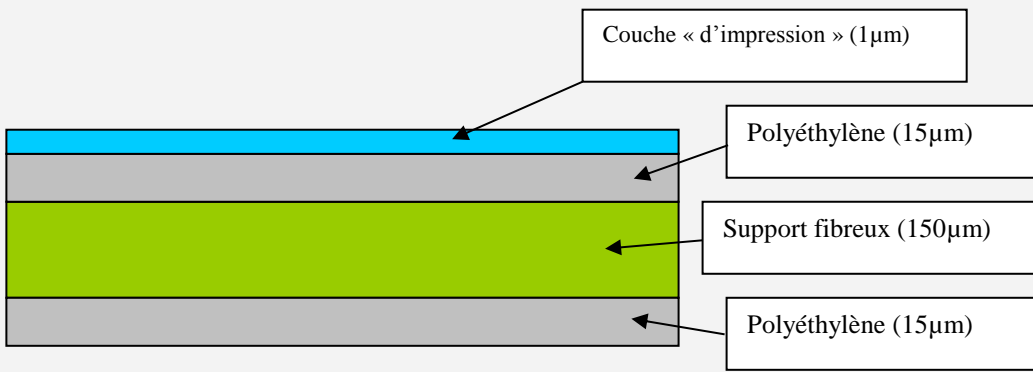
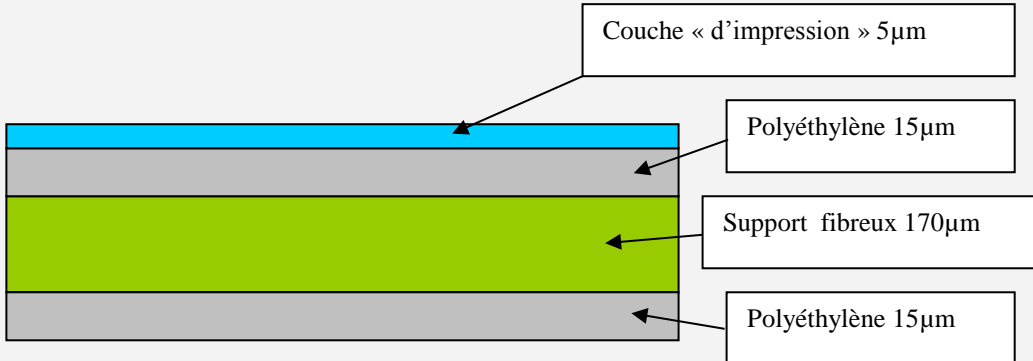
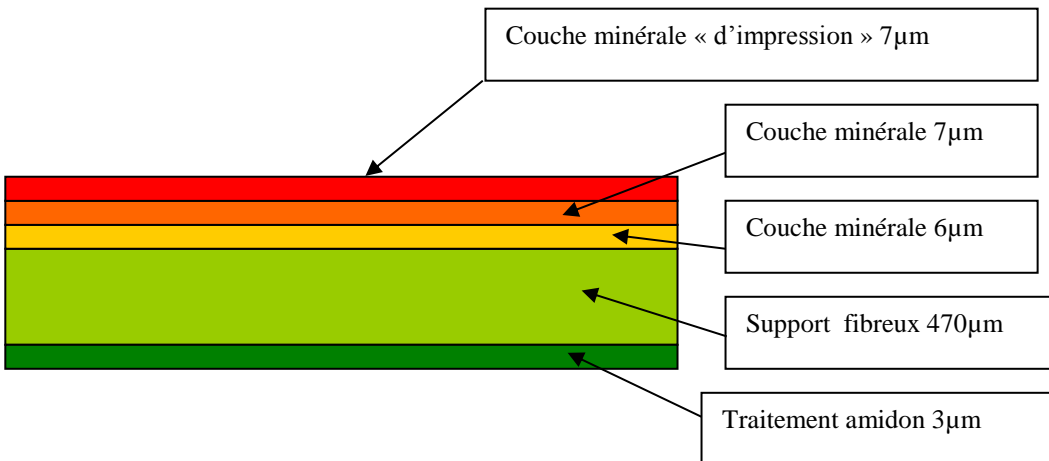
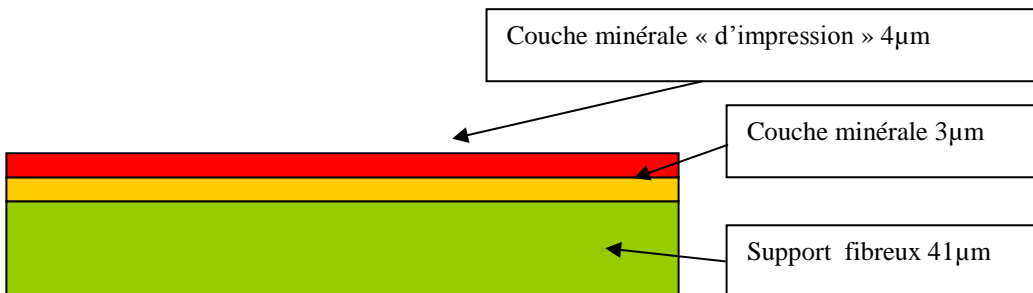
Figure VI. 1. Réseau de deux rectennas associé en parallèle

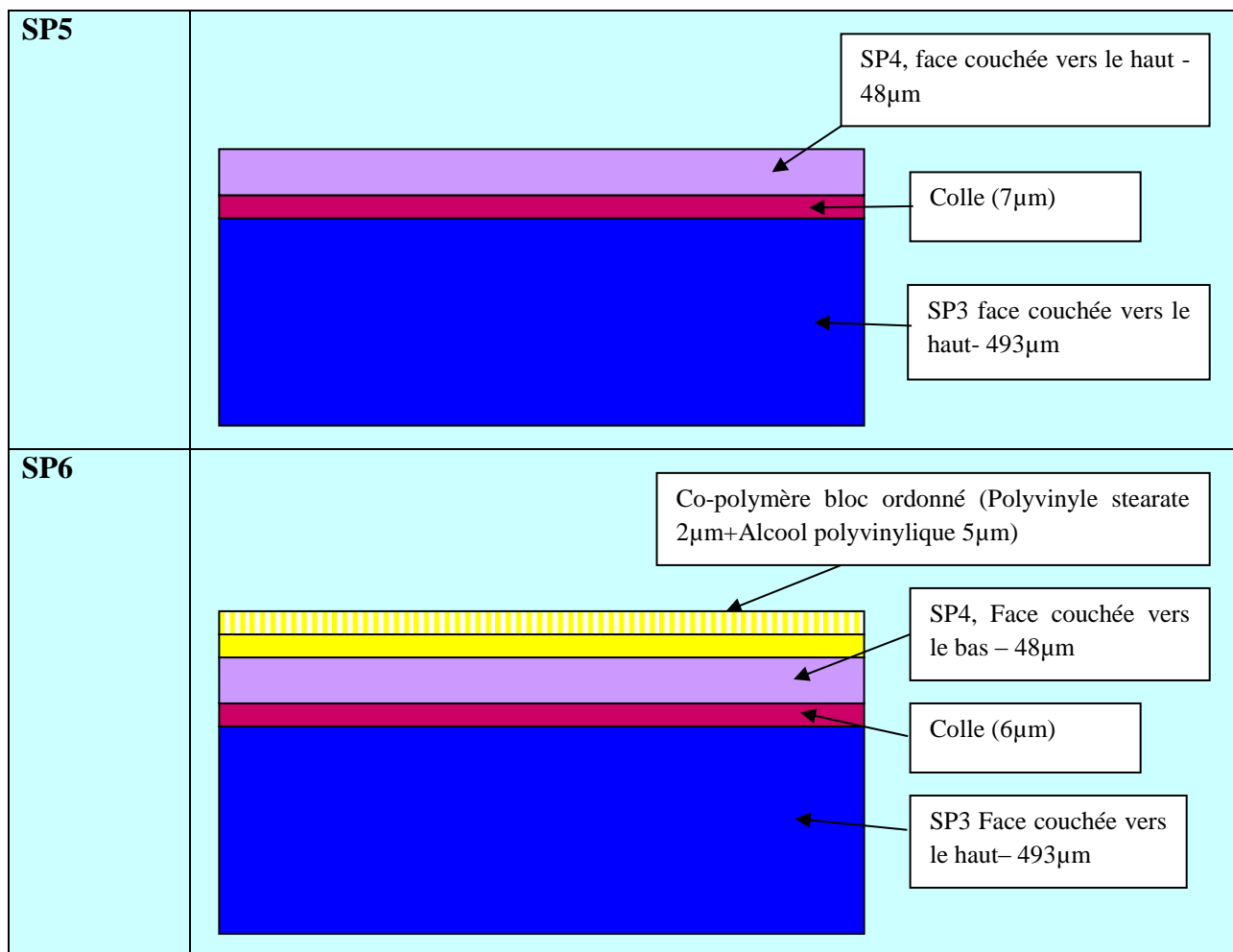
Sur le plan industriel, valoriser ce travail de recherche en mettant sur le marché les applications prévues dans le projet PEPS. Pour ce faire, des contraintes techniques abordées dans le chapitre 5 tel que calibrer le système par rapport à la norme de sécurité sanitaire imposée par l'ANSES doivent être prises en compte lors de la conception des sous-systèmes de la rectenna. Ce côté industriel sera pris en charge dans le cadre d'un projet FUI.

Une autre piste serait de réaliser une rectenna uniquement fonctionnelle dans le champ proche. Les antennes dans ce cas, seront remplacées par des boucles ou autre structure qui permet un meilleur couplage entre l'antenne du Smartphone et l'antenne de réception et permet par conséquent la réduction des dimensions de la rectenna.

A long terme nous pouvons proposer une idée qui concerne le composant diode. Nous avons montré lors de la caractérisation des afficheurs électrochromes qu'ils présentent un aspect non linéaire. Sa caractéristique courant/ tension ressemble à celle d'une diode. Nous proposons d'approfondir l'étude de cet aspect non linéaire afin de l'exploiter pour convertir la puissance RF-DC et s'affranchir par conséquent de la diode. Le circuit pourrait être composé uniquement d'une antenne reliée à un afficheur. Dans ce cas, l'afficheur doit avoir des constantes de temps de coloration/décoloration plus faibles que celle qu'on a actuellement.

Annexe A : Propriétés des substrats utilisés

Référence	Description schématique
SP1	 <p>Couche « d'impression » (1µm)</p> <p>Polyéthylène (15µm)</p> <p>Support fibreux (150µm)</p> <p>Polyéthylène (15µm)</p>
SP2	 <p>Couche « d'impression » 5µm</p> <p>Polyéthylène 15µm</p> <p>Support fibreux 170µm</p> <p>Polyéthylène 15µm</p>
SP3	 <p>Couche minérale « d'impression » 7µm</p> <p>Couche minérale 7µm</p> <p>Couche minérale 6µm</p> <p>Support fibreux 470µm</p> <p>Traitement amidon 3µm</p>
SP4	 <p>Couche minérale « d'impression » 4µm</p> <p>Couche minérale 3µm</p> <p>Support fibreux 41µm</p>



Résumé

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans la thématique de la récupération d'énergie hyperfréquence, appliquée à l'alimentation d'afficheurs électrochrome dans le cadre de la lutte contre la fraude. Cette étude porte sur la conception, l'optimisation et la réalisation de rectennas (rectifying antennas) imprimées sur support cellulosique et réalisée avec des méthodes d'impression industrielles.

La caractérisation des matériaux diélectriques (support papier) et conducteurs a été développée. L'association de la technique des lignes de transmission et de la cavité résonante a permis la caractérisation d'un substrat souple et non cuivré sur une bande de 500 MHz à 3 GHz. Le papier présente des pertes diélectriques contraignantes pour la conception de circuits en HF. Un choix judicieux du substrat et une conception optimisée du circuit ont permis de réaliser des circuits de conversion d'énergie sur papier performantes.

Deux rectennas compactes ont été développées, en technologie micro-ruban, optimisées et imprimées avec la méthode flexographie utilisant une unique couche d'encre conductrice. Elle fonctionne à 2.45 GHz et elles ne contiennent pas de vias de retour à la masse ni de filtre côté HF, ni de filtre côté DC. La première a été imprimée sur papier carton ondulé. Les tensions de sortie aux bornes de l'afficheur atteignent les 0.5 V pour des niveaux de puissance à l'entrée de la rectenna de l'ordre de -10 dBm. La deuxième rectenna a été imprimée sur support plastique flexible ayant 100 μm d'épaisseur afin de réaliser des rectennas 3D. Une tension DC de 1 V a été mesurée aux bornes de l'afficheur lorsqu'on approche un Smartphone fonctionnant en mode Wi-Fi. Les rectennas réalisées sont adaptées à la fois pour le champ proche et lointain.

Mots clés : caractérisation, matériau papier, rectenna, diode Schottky, afficheur électrochrome

Abstract

The work presented in this thesis is part of microwave energy harvesting theme, applied to supply electrochromic displays for anti-counterfeiting applications. This study focuses on the design, optimization and implementation of rectennas (rectifying antennas) printed on cellulosic substrates with industrial printing techniques.

Characterization of dielectric materials (paper) and conductors has been developed. The combination between the transmission line technique and the resonant cavity allowed the characterization of a flexible and copper free substrate over a wideband (500 MHz to 3 GHz). Dielectric losses of paper are too high to perform HF circuits. A wise choice of the substrate and of the optimization technique for circuit design enables performant rectennas.

Two compact rectennas were developed in microstrip technology at 2.45 GHz, optimized and printed with flexography method using a single layer of conductive ink. The rectennas do not contain vias or HF side filter or DC side filter. The first rectenna was printed on corrugated paper. The output DC voltage across the display reaches 0.5 V for a power level at the input of the rectenna of -10 dBm. The second rectenna is a 3D rectenna, printed on flexible 100 μm thick plastic substrate. A DC voltage of 1 V was measured across the display when getting near a Smartphone on Wi-Fi mode. The rectennas are suitable for both near field and far field.

Keywords : characterization, paper substrate, rectenna, Schottky diode, electrochromic display